

# Radiový KONSTRUKTÉR

*Svazarmu*

Plánky a navody Amatérského radia



ROČNÍK III • 1957 • ČÍSLO 4

## NOVÁ TECHNIKA V AMATÉRSKÉ PRAXI

Není tomu dávno, co celá řada našich občanů se vrátila z mezinárodního veletrhu v Lipsku. Viděli tam mnoho pěkných věcí a vyprávějí o tom. Samozřejmě. A mrzí je, že leccos z toho, co tam viděli, nemáme u nás. Přirozeně. Věc však není tak docela jednoduchá. Za prvé, pozorný návštěvník si všiml, že v naší expozici mělo převahu těžké strojírenství a že jsme v tomto oboru mohli ukázat leccos, co nevystavovaly ani vyspělé průmyslové státy kapitalistické. To ovšem vyplývá z celého našeho hospodářského systému, který je orientován především na budování spolehlivého základu: těžkého průmyslu. Podobně vypadaly i expozice ostatních lidově demokratických států, jež světu ukázaly, jaký krok učinily směrem k industrialisaci. Za druhé, veletrh je vždy příležitostí k representaci a podle toho vypadá výběr exponátů. Srovnejme si to se životem každého z nás: ve všední den si také neoblékáme večerní šaty, v nichž se docela samozřejmě pohybujeme na plesu jednou do roka. A za třetí, jinak vypadá hospodářství malého státu a jinak hospodaření většího, nebo s větší výrobní základnou, či s delší technickou tradicí nebo s větším trhem. I to je nutno uvážit, když přijde řeč na to, co jinde mají a co u nás dosud nemáme.

**Konkrétně transistory.** Jestliže pročítáme zahraniční odborné časopisy, zjistíme, že v nich pro práci našeho amatéra takřka nic není: samá transistorová technika. Na druhé straně je však běžnému čtenáři málo známo, že j tam, kde se transistory běžně prodávají přes pult, nejsou zdaleka laciné a nemívají tak stabilní charakteristiky, jak jsme zvyklí požadovat u ostatních, „klasických“ součástí. Krátce řečeno, do maloobchodu jde druhá jakost, zbylá po vytřídění pro vlastní

upotřebení výrobce. To je jedna stránka dnešní situace v transistorech. A druhá stránka se podobá situaci v barevné televizi. Také o barevné televizi se hodně mluví, hodně se v ní dělá – dosud však neexistuje jednotný názor, který systém je nevhodnější, aby mohl být zaveden jako světový standard. Vývojové práce nejsou laciné a tak si samostatný výzkum a vývoj nemůže dovolit každý, není-li naděje, že se jeho výsledky budou moci brzy uplatnit v praxi. A teď si to aplikujme ~~zase~~ na polovodiče: kdybychom byli započali s přesunem na transistory v době, kdy byly známy jen hrotové, byli bychom nyní opět uprostřed překonstruování transistorových zařízení na transistory plošné. Jenže takové časté přehazování výhybek si nemůžeme dovolit – a v oboru polovodičů, jejichž vývoj teprve začal a překvapení přicházejí takřka denně, bude takových neočekávaných zvratů ještě více.

Nicméně nelze před novou technikou zavírat oči jen proto, že „to dosud nemáme“. I svazarmští radioamatéři musí sledovat světový vývoj, aby nebyli překvapeni, až dostanou první transistory do ruky. A znalosti transistorové theorie a praxe pak nezískáme přes noc. Nutno tedy najít rozumný kompromis mezi stanoviskem „co je české, to je hezké“ a nekritickým obdivem ke všemu, co k nám přichází ze zahraničí. Proto jsme považovali za nutné informovat naše amatéry aspoň o základních problémech práce s transistory, i když jsme si vědomi toho, že prozatím málokdo bude moci sestrojit i ty jednoduché přístroje, uvedené na konci tohoto sešitu. Jednou začít musíme a nyní, kdy je již připravena seriová výroba plošných transistorů, je k tomu nevhodnější čas.

# TRANSISTOROVÉ ZESILOVAČE

Ing. Jindřich Čermák

## 1. Polovodičové diody a triody (transistory)

V minulých letech, zvláště v letech druhé světové války, vznikala nová zařízení, používající velmi krátkých decimetrových a centimetrových vln. Lokátory (radary) i přijimače vyžadovaly nové detektory a směsovače tam, kde dosavadní vakuové elektronky mají velké vnitřní kapacity nebo šumy. Podstatné zlepšení přinesly polovodičové křemíkové diody. Brzy potom byly dokázány i výhodné vlastnosti jiných prvků, jako na př. germania pro výrobu diod. V krátké době několika let vznikl nový obor, obor polovodičů, jehož výsledky mají zásadní vliv na rozvoj slaboproudé elektrotechniky.

Nejdůležitějším objevem v oboru polovodičů je vynález polovodičové triody – *transistoru*. Jeho použití je podobné s použitím vakuových triod. Transistor však nevyžaduje žhavení, zesiluje a kmitá již při napětí několika desetin voltu. Je odolný proti pádům a nárazům. Má téměř neomezenou životnost, odhadovanou dnes na celá staletí. Transistor umožnil sestrojení miniaturních zesilovačů, přijimačů a vysilačů, napájených tisíce hodin z jediného monoklánku.

Doufejme, že v dohledné době budou transistory dostupné i naší veřejnosti, radioklubům, Svazarmu, studentům, všem zájemcům. I když tomu tak ještě dnes není, je zajímavé seznámit se s vlastnostmi transistorů a polovodičů vůbec.

Polovodiče se proti kovům (vodičům) vyznačují poměrně vysokým měrným odporem  $\rho$  (t. j. nižší měrnou vodivostí  $\sigma = 1 : \rho$ ), jak je vyznačeno v tabulce I. Mimo to mají ještě celou řadu zvláštních vlastností, jako na př.:

1. silnou závislost měrného odporu na teplotě (odpor se stoupající teplotou klesá),

2. vznik elektromotorické síly při osvětlení,

3. změnu měrného odporu s osvětlením,

4. pro odpor spojení polovodiče s kovem nebo polovodičem neplatí Ohmův zákon; takových spojení lze na př. využít k usměrnění střídavých elektrických proudů.

Až do nedávné doby se k výrobě polovodičových usměrňovačů (diód) používalo selenu a různých kysličníků nebo sirníků kovů. V posledních letech však neustále vzrůstá význam křemíku a germania jakožto nevhodnějších polovodičů. Velmi čistý polovodič má poměrně malou měrnou vodivost (t. zv. vlastní vodivost) a k výrobě diod nebo transistorů se nehodi. Zvýšení měrné vodivosti a snížení odporu se dosáhne příměsi některého prvku do polovodiče. Pokud se tyto příměsi neboli nečistoty vyznačují přebytkem elektronů, říkáme jim donátory a elektrický proud znečištěného polovodiče je převážně tvořen elektrony. Říkáme, že polovodič má nevlastní *elektronovou vodivost* neboli *vodivost typu n* (negativní). Jako donátoru se nejčastěji používá arsenu nebo antimonu.

Naproti tomu akceptory se vyznačují nedostatkem elektronů, což se projeví volnými, elektrony neobsazenými místy (dírami) ve struktuře polovodiče. Tyto díry jsou zdánlivě nositeli kladného náboje. Polovodič znečištěný akceptorem, na př. indiem, se vyznačuje *vodivostí děrovou* neboli *typu p* (positivní).

Výroba germania nebo křemíku je velmi složitá a obtížná. Germanium se dnes ve světě vyskytuje ve formě svých rud nebo doprovází některé druhy uhlí. Ke zhotovení transistoru je třeba stejnorodého germania. Nejlépe vyhovuje t. zv. monokrystalické germanium, kde jednotlivé atomy jsou přesně rozloženy podle geometrických zákonů krystalové mříže. Cena germania, vhodného pro

Tabulka I. Srovnání měrných odporů a vodivosti

Látka	Měrný odpor $\rho \Omega \text{ cm}$	Měrná vodivost $\sigma \Omega^{-1} \text{cm}^{-1}$	Příklad
Kovy	$10^{-5} \dots 10^{-4}$	$10^4 \dots 10^5$	železo; $\rho = 5 \cdot 10^{-6} \Omega \text{ cm}$
Polovodiče		silně závisí na teplotě	sírnik měděný při $0^\circ\text{C}$ $1000^\circ\text{C}$ $\rho = 10^{10} \Omega \text{cm}$ $10^{-1} \Omega \text{cm}$
Isolanty	$10^{14} \dots 10^{18}$	$10^{-18} \dots 10^{-14}$	porcelán; $\rho = 3 \cdot 10^{14} \Omega \text{cm}$

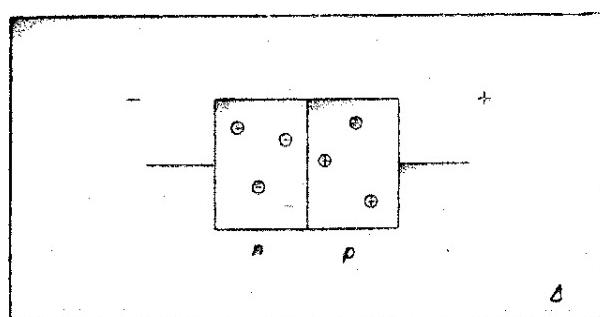
výrobu transistorů, je zatím dosud značná. Nutno však uvážit, že z jediného kilogramu lze vyrobit několik tisíc diod nebo transistorů. Podle pramenu [10] stoupla světová výroba germania z 20 tun ročně v roce 1955 na 30 tun v roce 1956. Výroba křemíku není dosud uspokojivě rozšířena a křemíkové transistory se vyskytují jen velmi zřídka. Jeden z posledních pramenů [20] naznačuje však možnost výroby slitinových transistorů. Základem není polovodič, nýbrž slitina nebo snad sloučenina vhodných kovů. Tím způsobem je dnes možno v laboratorním měřítku získat celou řadu polovodičů s jemně odstupňovanými elektrickými vlastnostmi.

Spojením dvou kusů polovodičů o různém typu vodivosti vzniká krystalová dioda (obr. 1). Jestliže je polovodič s vodivostí  $p$  polarisován kladně proti polovodiči s vodivostí  $n$ , je potřebí jen malého napětí k průtoku proudu. Ríkáme, že v tomto případě je dioda polarisována čelně a proud protéká v čelném směru. Při opačné polarisaci protéká jen velmi malý proud, i kdyby vnější napětí na diodě bylo několik desítek voltů. V tomto případě je dioda polarisována ve zpětném (závěrném)

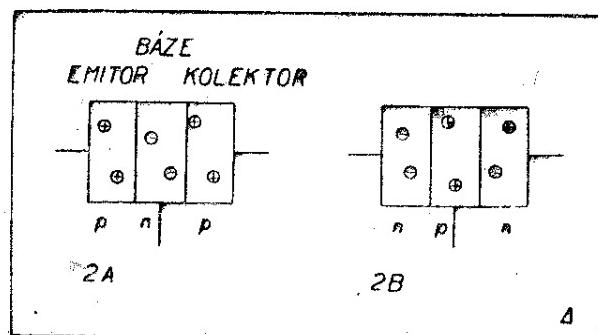
směru a protéká jí jen velmi slabý zpětný (závěrný) proud, málo závislý na napětí. Při průtoku střídavého proudu bude dioda proud v jednom směru ochotně propouštět, zatím co v druhém jej zadrží. Výsledkem bude usměrněný tepající proud. Popsané jevy jsou dobře známy z měření stejnosměrných charakteristik diod a podrobněji byly vysvětleny v pramenu [1].

Obdobně je uspořádána krystalová trioda – *transistor*.\* Transistor se v principu skládá ze tří částí o různém typu vodivosti, stýkajících se ve dvou přechodových vrstvách. V zásadě tedy mohou existovat transistory se střední vrstvou z materiálu o vodivosti  $n$ , které podle výsledného uspořádání vrstev nazýváme  $pnp$  – transistory (obr. 2 A). Druhý typ transistorů, nazývaný  $npn$ , má střední vrstvu z materiálu o vodivosti  $p$  (obr.

\*) Názvosloví v oboru polovodičů není dosud ustáleno ani normalisováno. Proto si autor dovolil několik odchylek od Návrhu názvosloví VKV, hesla 431 až 434, jež v roce 1953 vypracoval VÚPEF v těch případech, kdy jsou navrhované termíny příliš dlouhé nebo málo výstižné.



1. Princip diody



2. Princip transistoru

2B). V obou případech je základní surovinou pro výrobu jediný prvek, na př. křemík. V případě *pnp* transistoru bylo ke křemíku, ze kterého jsou zhotoveny krajní elektrody, přidáno určité množství akceptoru. Střední část je vyrobena z křemíku o vodivosti *n*, tedy z křemíku smíšeného s vhodným donátorem. Výsledkem je křemíkový transistor typu *pnp*. Střední elektrodu jmenujeme *bázi* (základní elektrodou, základnou). Vstupní elektroda, *emitor* (emitorová elektroda) je proti bázi vždy polarisována v čelném směru. U transistoru *pnp* má tedy proti bázi napětí kladné, u transistoru *npn* má naopak napětí záporné. Výstupní elektroda, *kolektor* (kolektorová elektroda), je proti bázi vždy polarisována ve směru zpětném. U transistoru *pnp* má proti bázi napětí záporné, u transistoru *npn* má naopak napětí kladné.

Schematická značka transistoru je nakreslena na obr. 3. Emitor je opatřen šipkou. Směruje-li šipka k bázi, jedná se o transistor *pnp*. Je-li namířena opačně, je použit transistor *npn*. S ohledem na snadnější výrobu materiálu pro bázi s vodivostí *n* jsou dnes nejvíce rozšířeny transistory typu *pnp*. Na obr. 4 si vyvětlíme jeho základní elektrické vlastnosti. Jestliže je kolektor připojen k zápornému pólmu baterie *B<sub>k</sub>* a emitor je v místě *x* rozpojen, chová se spojení báze – kolektor jako dioda. Protože je polarisována v závěrném směru, protéká jí jen velmi malý proud. Tento proud, jemuž říkáme *zbytkový proud kolektoru* *I<sub>ko</sub>*, závisí

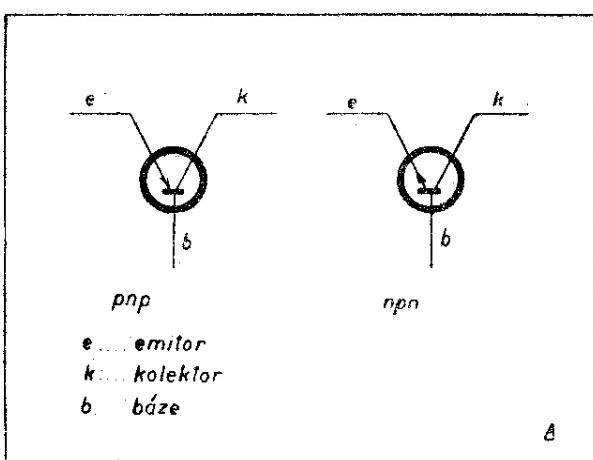
hlavně na teplotě. Pro určité konstantní napětí kolektoru proti bázi lze říci, že u běžných typů transistorů se *I<sub>ko</sub>* zdvojnásobí při zvýšení teploty o 10 °C. Znamená to na př., že při změně teploty z 20 °C na 80 °C stoupne *I<sub>ko</sub>* celkem 2<sup>6</sup> = 64krát.

Připojíme-li nyní emitor k baterii *B<sub>e</sub>* tak, že je proti bázi polarisován v čelném směru (kladně), přičítá se proud emitoru ke zbytkovému proudu kolektoru a zvětšuje jej. Jen malá část emitorového proudu se uzavírá bází. Výsledný kolektorový proud *I<sub>k</sub>* závisí tedy převážně na proudu emitoru, částečně též na teplotě a málo na napětí kolektoru, jak vidíme z křivek na obr. 13, kterým říkáme výstupní charakteristiky. Změny kolektorového napětí vyvolají jen velmi malé změny kolektorového proudu, výstupní odpor kolektoru pro střídavý proud (dynamický) je tedy velmi vysoký a je dán strmostí jednotlivých čar.

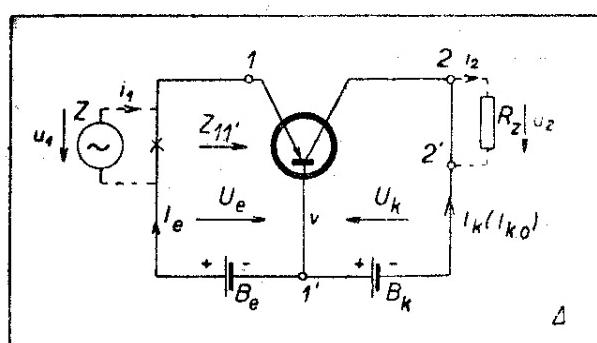
Při zapojení transistoru v zesilovači jsou elektrody transistoru (stejně jako elektrody elektronek) polarisovány určitým ss napětím a proudem. Velikosti jednotlivých ss proudů a napětí, vyskytujících se současně na transistoru, jsou udány polohou pracovního bodu (bod *P* na obr. 28).

Mimo tyto stejnosměrné proudy a napětí přivádíme na vstup transistoru i střídavý signál, který zesilujeme. Na obr. 4 bychom připojili zdroj střídavého proudu *Z* o napětí *u<sub>1</sub>* do místa označeného *x*, a zátěž *R<sub>z</sub>* mezi body 2, 2'. Na ní odečteme výstupní napětí signálu *u<sub>2</sub>*.

Protože velikost i změny kolektорového proudu *I<sub>k</sub>* závisí v první řadě na



3. Schematická značka transistoru



4. Základní zapojení transistoru

velikosti a změnách proudu emitoru  $I_e$ , je rozdíl odporu emitoru a kolektoru příčinou zesilovacího účinku transistoru. Přítéká-li na př. do emitoru, který má malý dynamický vstupní odpor  $Z_{11} = 100 \Omega$ , střídavý efektivní proud  $i_1 = 1 \text{ mA}$ , je budicí výkon tohoto střídavého proudu  $N_1 = i_1^2 \cdot R_1 = 10^{-6} \cdot 10^2 = 0,1 \text{ mW}$ . Zatěžovací odpor  $R_z = 1 \text{ k}\Omega$  je podstatně menší než vysoký dynamický odpor kolektorového obvodu a neovlivní prakticky velikost střídavého proudu kolektorovým obvodem. Tento proud  $i_2$  tedy bude řízen střídavým proudem emitoru  $i_1$  a předpokládejme, že mu bude zhruba roven. Pak výkon střídavého proudu  $i_2$  na zátěži  $R_z$  vypočteme:  $N_2 = i_2^2 \cdot R_z = 10^{-6} \cdot 10^3 = 1 \text{ mW}$ .

*Výkonové zesílení transistoru G je dáno vzorcem*

$$G = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1 \text{ mW}}{0,1 \text{ mW}} = 10 \quad (1)$$

Častěji se používá desateronásobku dekadického logaritmu, jejž nazýváme *výkonovým ziskem g*

$$g = 10 \cdot \log G = 10 \cdot \log \frac{N_2}{N_1} [\text{dB}] \quad (2)$$

Tabulka II Převod výkonového zesílení a zisku

$g = 10 \log G$		$G = N_2 : N_1$	
Výk. zesílení $G$	Výkon. zisk (dB) $g$	Výkon. zesílení $G$	Výkon. zisk (dB) $g$
10	10	1 000	30
12,6	11	1 260	31
15,8	12	1 580	32
19,9	13	1 990	33
25,1	14	2 510	34
31,6	15	3 160	35
39,8	16	3 980	36
50,1	17	5 010	37
63,1	18	6 310	38
79,4	19	7 940	39
100	20	10 000	40
126	21	12 600	41
158	22	15 800	42
199	23	19 900	43
251	24	25 100	44
316	25	31 600	45
398	26	39 800	46
501	27	50 100	47
631	28	63 100	48
794	29	79 400	49
$10^6$	50	$10^8$	80
$10^6$	60	$10^9$	90
$10^7$	70	$10^{10}$	100

a udáváme jej v decibelech (dB). Někdy se používá i jiných definic pro  $G$  resp.  $g$ .\*)

Zájemce je nalezne v pramenu [18] a [19]. K převádění výkonového zesílení a zisku používáme tabulky II.

Zde je ihned nutno upozornit na rozdíl transistorového a elektronkového zesilovače. Výkon k vybuzení elektronky je prakticky nulový. Řídicí mřížka neodebírá proud. Proto se u elektronkových zesilovačů hovoří o napěťovém zesílení a porovnává se napětí výstupní s napětím na řídicí mřížce. Transistor však má poměrně malý vstupní odpor a vždy potřebuje ke svému vybuzení určitý výkon. Proto je správnější porovnávat výkon signálu odevzdaný do zátěže s výkonem signálu, potřebným k vybuzení transistorového zesilovače.

Zásadní vliv na výkonový zisk transistoru má t. zv. *proudové zesílení nakrátko  $\alpha$* . Při měření  $\alpha$  je udržováno konstantní stejnosměrné napětí  $U_k$  (pro střídavá napětí je tedy kolektor zkratován,  $u_2 = 0$  na obr. 4). Porovnává se vý-

\*) Máme-li na př. transistorový zesilovač, napájený generátorem o vnitřní impedance  $Z_g = R_g + jX_g$ , je provozní výkonový zisk definován jako desateronásobek logaritmu poměru zdánlivého výstupního výkonu a výkonu, který dodá použitý generátor do zátěže rovné jeho vnitřní impedance. Vypočteme jej podle vzorce

$$g_{prov} = 10 \log \cdot 4 \cdot Z_g \cdot Z_z \left| \frac{Z_{21}^2}{A_z^2} \right|$$

V americké literatuře je často uváděn energetický zisk jako poměr činného výstupního výkonu k činnému výkonu, který generátor dodá do zátěže rovné komplexně sdružené hodnotě jeho vnitřní impedance  $Z_g^* = R_g - jX_g$ . Je tedy definován vzorcem

$$generg = 10 \log \cdot 4 \cdot R_g \cdot R_z \left| \frac{Z_{21}^2}{A_z^2} \right|$$

kde  $A_z = (Z_{11} + Z_g)(Z_{22} + Z_z) - Z_{12}Z_{21}$ ; význam jednotlivých členů je vysvětlen v odst. 4.

stupní střídavý proud nakrátko  $i_2$  s běžicím vstupním proudem  $i_1$

$$\alpha = \left( \frac{i_2}{i_1} \right) U_k = \text{konst.}, u_2 = 0 \quad (3)$$

Podle typu transistoru a jeho zapojení se  $\alpha$  běžných transistorů pohybuje od 0,8 do 100.

Velikost výstupního výkonu signálu  $N_2$ , odevzdaného do zátěže, závisí na velikosti napájecích proudů a napětí kolektoru ve zvoleném pracovním bodu. Čím větší bude  $U_k$  a  $I_k$ , tím větších změn výstupního proudu a napětí lze dosáhnout, tím větší mohou být amplitudy střídavého proudu a napětí výstupního signálu. Podobně jako elektronky mají maximální přípustnou anodovou ztrátu (na př. EBL21 snese asi 9 W), mají i transistory maximální přípustnou kolektorovou ztrátu  $N_k$ . Tato kolektorová ztráta je dána součinem stejnosměrného proudu a napětí kolektoru ve zvoleném pracovním bodu

$$N_k = U_k \cdot I_k \quad (4)$$

Zatím se běžně vyrábějí transistory s přípustnou kolektorovou ztrátou  $N_k$  od 50 mW do 3 W. Větší transistory se vyskytují jen výjimečně.

Kolektorová ztráta  $N_k$  se mění v transistoru v teplo. S ohledem na neobyčejnou citlivost polovodičů na zahřátí je třeba dbát na to, aby vnitřní teplota transistoru nepřestoupila  $90^{\circ}\text{--}110^{\circ}\text{C}$ . Nad touto teplotou dochází u germanio-

vých transistorů k poškození. Křemíkové transistory snázejí podle údajů literatury poněkud vyšší, asi  $150^{\circ}\text{C}$ . Bývá zvykem zakreslit přípustnou kolektorovou ztrátu do výstupních charakteristik. Podle rovnice [4] je to hyperbola spojující všechny body, ve kterých je součin  $U_k$  a  $I_k$  roven zvolenému  $N_k$  (obr. 28). Při přesném výpočtu by měl být též uvažován vývoj tepla na emitoru. S ohledem na malé napětí v čelném směru je však jeho tepelný příspěvek zanedbatelný.

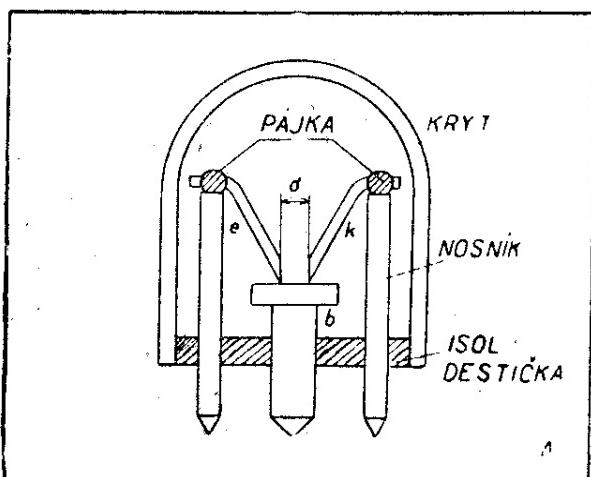
Jednou z hlavních nevýhod transistoru je omezený kmitočtový rozsah. Je to způsobeno poměrně značnými vnitřními kapacitami. Jejich vliv může však být do jisté míry kompensován. Definitivní pokles zesílení působí rozdíly dob, jež potřebují nosiče nábojů k přechodu z emitoru na kolektor. Jakmile jsou tyto rozdíly srovnatelné s dobou kmitu přenášeného kmitočtu, účinky jednotlivých nosičů se ruší a zesílení klesá. Měřítkem pro vhodnost použití transistoru je nejčastěji mezní kmitočet proudového zesílení nakrátko  $f_a$ . Je to kmitočet, při kterém klesne absolutní hodnota proudového zesílení nakrátko na 7 desetin původní hodnoty při nízkých kmitočtech ( $|\alpha|$  poklesne o 3 dB). Pro sovětské transistory П1Ж je na př. udáván mezní kmitočet  $f_a \geq 1,5 \text{ MHz}$ .

## 2. Výroba transistorů

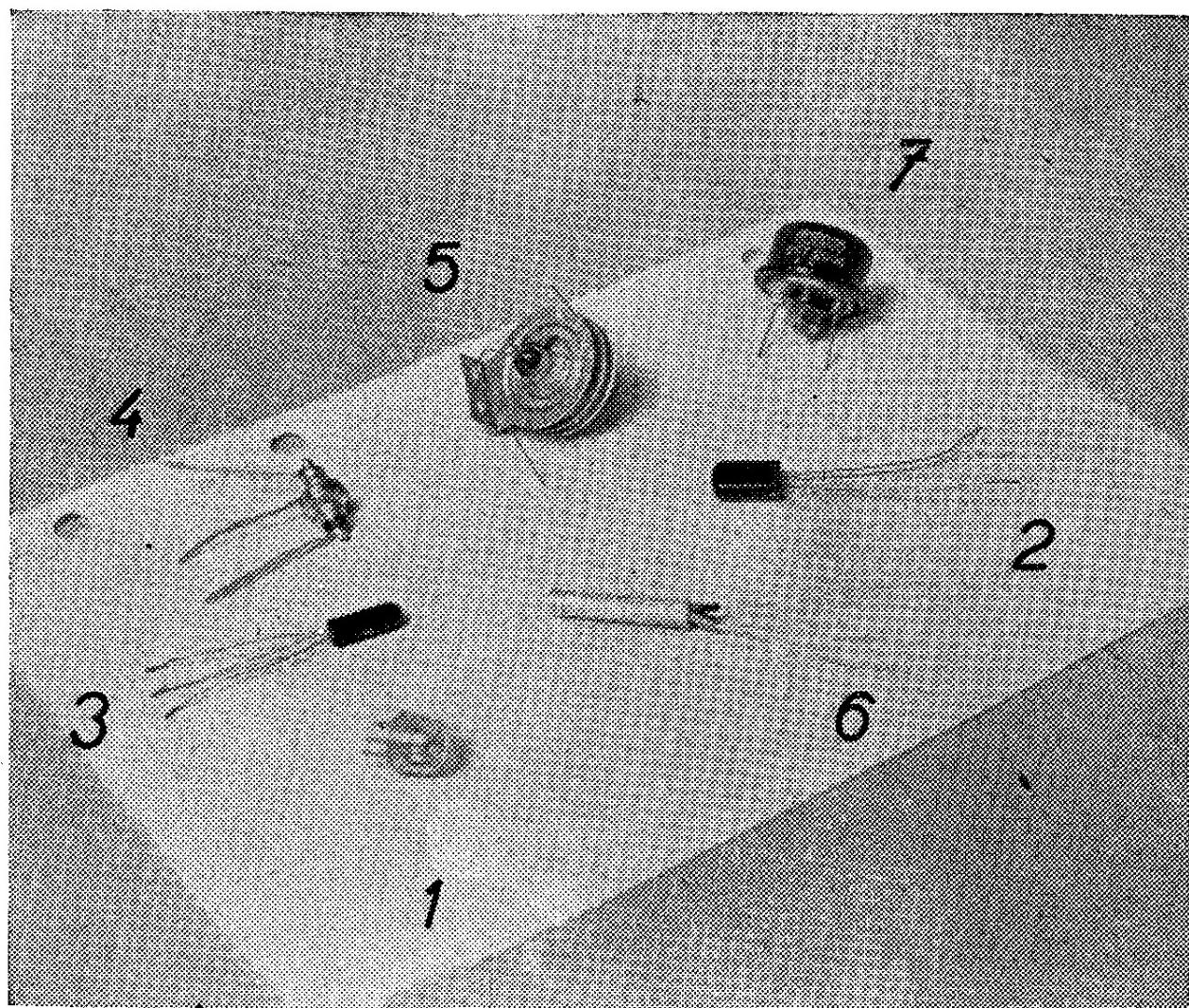
Veškeré transistory dělíme podle uspořádání emitorových a kolektorových elektrody na hrotové a plošné.

*Hrotový transistor* (obr. 5) sestává ze základní destičky, báze  $b$ , zhotovené zpravidla z germania o  $n$  vodivosti. O tuto destičku se opírají dvě ostrá kovová pera s hroty: emitorové –  $e$  a kolektorové –  $k$ . Někteří autoři se domnívají, že se mechanickým tlakem změní pod hroty vodivost báze v opačnou (děrovou, vodivost  $p$ ), takže vzniká soustava tří oblastí, ve kterých se střídá vodivost. Výsledkem je hrotový transistor  $pn\bar{p}$ , pracující tak, jak bylo popsáno v minulém oddíle.

Dokonalá ostrost hrotů a jejich nejmenší vzdálenost  $d$  je podmínkou dobré funkce hrotového transistoru. Další pod-



5. Průřez hrotovým transistorom



6. Různé transistory 1. hrotový transistor, 2. plošný transistor 4NU70, 3. plošný transistor OC70, 4. plošný transistor П1А, 5. plošný transistor П3А, 6. plošný transistor 3X/302N, 7. plošný transistor GFT2006

mínkou je čistota všech součástek, jíž se dosáhne leptáním a omýváním. Nastavení hrotů se provádí zvláštním přístrojem, zvaným mikromanipulátor. Připojenými přístroji se kontrolují elektrické vlastnosti emitorového a kolektorového hrotu. V okamžiku, kdy mají obě pera s hroty potřebné vlastnosti, zajistí se jejich poloha připájením k silnějším nosníčkům a zakápnutím hrotů vhodnou látkou. Plocha styku mezi hroty a bází bývá odhadována na  $10^{-8} \text{ cm}^2$ . Znamená to tedy, že veškerý výkon při průtoku proudem mezi kolektorovým hrotom a bází je soustředěn na nepatrné a špatně chlazené ploše. Maximální přípustná kolektorová ztráta se tedy pohybuje kolem 100 mW. Čím blíže jsou oba hroty,

tím vyšší kmitočty mohou být zesilovány. Při vzdálenosti  $d = 0,02 \text{ mm}$  bývá  $f_a$  kolem 1 MHz. Pro zvýšení proudového zesílení nakrátko se kolektory hrotových transistorů formují. Po sestavení se na kolektor přivádějí záporné impulsy o napětí 30 až 100 V, délky několika desítek milisekund. Pravděpodobně tím dochází k přechodu kovu z hrotů do báze a k vytvoření dalších vrstev se střídajícím se typem vodivosti pod kolektorem. U dobrých hrotových transistorů bývá  $\alpha$  od 2,5 do 4.

Velkou nevýhodou hrotových transistorů, pro kterou se dnes od jejich použití všeobecně upouští, je pracná výroba, nestálost a nespolehlivost. Náhodné otřesy, náhlé tepelné změny a

pnutí změní vzájemnou polohu hrotů a tím i veškeré elektrické vlastnosti. Na obr. 6 je číslem 1 označen hrotový transistor československé výroby.

První transistory, které se v r. 1948 podařilo vynálezcům Bardeenovi a Brattainovi vyrobit, byly transistory hrotové (zvané též transistory typu A). Asi o 4 roky později byly uveřejněny zprávy o nových transistorech – *transistorech plošných*. Uspořádáním se podobají obr. 2: hlavní střední elektroda – báze, zhotovená z germania, nese polovodivé vrstvy opačných vodivostí, jež představují emitor a kolektor.

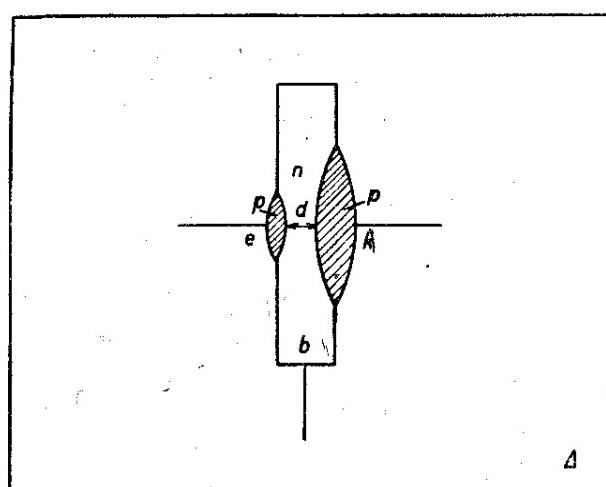
První ze způsobů výroby je založen na *postupném růstu monokrystalů*. Do roztaženého germania s vodivostí *p* se ponoří monokrystal germania s vodivostí *n*. Když naroste vrstva *n* germania v síle 5 až 50 tisící mm, změníme vhodným způsobem typ vodivosti taveniny. Takto se podaří vyrobit krystal s vrstvami *npn*. Ten je po vychladnutí rozřezán kolmo na rovinu vrstev na destičky potřebné velikosti. Vnější vrstvy – emitor a kolektor – i vnitřní (báze) jsou opatřeny přívody. Po zasunutí do vhodného pouzdra a v hermetickém uzavření je transistor hotov.

Častěji se používá transistorů vyrobených *legováním*. Na germaniovou destičku s vodivostí *n* přiložíme malé množství india a zahřejeme až k bodu tání. Indium se roztaví a rozpustí v sobě i část germaniové destičky, na které spo-

čívá. Při opětném ochlazení sledují vyloučené germaniové atomy strukturu původní mříže. Mezi nimi je však mnoho atomů india, jež germaniu uděluje vodivost typu *p*. Vzniká tím *pn* přechod mezi původním nedotčeným germaniem s vodivostí *n* a oběma částmi germania, jež v sobě roztaivilo tekuté indium. Na obr. 7 vidíme schematicky znázorněn průřez plošným transistorem, vyrobeným legováním. Zahřívání musí být včas zastaveno, aby indium neproniklo do té hloubky, že by se emitorová a kolektorová vrstva spojily a vytvořily přímý dotyk emitor – kolektor. Při předčasném ukončení procesu je síla mezilehlé vrstvy *d* příliš velká. Silná mezivrstva zmenšuje zesílení transistoru a omezuje jeho zisk na vysokých kmitočtech. Síla vrstvy, jak se vyskytuje u běžných transistorů, vyrobených legováním, se pohybuje kolem 0,01 mm.

Jednou z nejúspěšnějších metod je *leptání*. Transistory s povrchovou přehradou, vyrobené leptáním, mají velmi tenkou vrstvu báze mezi emitorem a kolektorem. Jsou použitelné i pro vysoké kmitočty (desítky MHz). Základní destička germania s *n* vodivostí je upevněna do držáku a s obou stran proti ní střikají tenké proudy elektrolytu. Leptání se urychluje elektrolytickým účinkem napětí vhodné polarity, zavedeným mezi obě trysky a držák báze. V germaniové destičce se proti sobě vytvoří dva tenké otvory. Jakmile jsou jejich dna od sebe vzdálena jen několik tisící mm, leptání se přeruší. Při vhodném složení elektrolytu se nyní polarizační napětí přepoluje a při dalším postříkování se pochod obrátí. Účinkem elektrického proudu se na dna direk vylučuje vrstvička india. Na styku původního germania báze s vodivostí *n* s indiem se vytvoří vrstvy s opačnou vodivostí *p*. Vzniká *pnp* transistor s velmi tenkou bází. Úspěch výroby závisí hlavně na včasném ukončení leptání otvorů.

Nejmodernějším způsobem výroby plošných transistorů je *difuse*. Pramen [4] popisuje zhotovení *npn* transistoru křemíkového. Malý kousek křemíku s vodivostí *n* je umístěn v prostoru, vyplněném hliníkovými parami. Trojmocný hliník



7. Průřez plošným transistorem

se třemi elektronami proniká jako akceptor do křemíku a změní jeho vodivost na děrovou –  $p$ . Po určité době se podobně působí parami pětimocného antimonu, donátoru s pěti elektronami, jenž při difusi do křemíku mění děrovou vodivost zpět na elektronovou. Při včasnému ukončení se vytvoří mezi původním  $n$  křemíkem a oblastí, kam pronikl antimón, velmi tenká vrstva s  $p$  vodivostí s hliníkovým akceptorem. Popisovaným způsobem se podařilo konečně vyrobit plošné transistory s mezním kmitočtem 500 MHz. Takové transistory mohou vážně konkurovat elektronkám i na rozdílech velmi krátkých vln.

Ze všech transistorů se nejčastěji vyskytují legované plošné germaniové  $pnp$  transistory. Méně často se vyskytují germaniové transistory  $npn$ , jež pracují lépe na vyšších kmitočtech. Nespolehlivé transistory hrotové jsou dnes všeobecně vytlačovány transistory plošnými. Vzácné jsou dosud všechny druhy plošných transistorů křemíkových. Všeobecně vynikají možnosti použití za vyšších teplot a kmitočtů.

Dosažitelná literatura popisuje jen hlavní principy jednotlivých způsobů výroby. Výrobní proces je však ve skutečnosti mnohem složitější, než bylo na několika rádcích popsáno.

### 3. Vlastnosti a výhledy transistorů

Až do roku 1948, kdy byl transistor vynalezen, byla veškerá elektronika založena na výhradním použití vakuových elektronek. Veškerá snaha po zdokonalení se projevovala jen ve zlepšování a zdokonalování konstrukce a technologických procesů. Vynález transistoru znamená pro techniku zesilovačů a snad skutečně pro celou elektroniku kvalitativní zlom. Vzniká nový prvek, založený na zcela novém principu. Jaký bude další vývoj? Vytačí transistor elektronku nebo po čase zanikne jako prakticky nepoužitelná technická hříčka?

Všimněme si nejprve hlavních vlastností transistorů, zvláště ve srovnání s elektronkou.

V první řadě je zřejmé, že transistor nepotřebuje žhavení. Odpadá tedy i zdroj žhavicího proudu a potíže s jeho

nabíjením nebo výměnou. Teplo, vyzářené transistorem, je menší a způsobené jen kolektorovou ztrátou  $N_k$ .

Další výhodou je životnost. Jeden z posledních pramenů [20] popisuje statistické zkoušky změn transistorů, zjištěné měřením po několika tisících hodin provozu. Tyto změny jsou tak nepatrné, že podstatné zhoršení vlastností vyřadí transistor z provozu po více než milionu pracovních hodin, t. j. po více než 100 letech nepřetržitého provozu. Je to hlavně způsobeno tím, že transistor neobsahuje žádnou ze součástí (na př. katodu), jež se při provozu opotřebuje a předem podmiňuje ukončení pracovní schopnosti. Theoreticky by snad měl transistor pracovat věčně. Zařízení s transistory jako zesilovače, vysilače a pod. bude možno montovat přímo i na nepřístupná místa pod zem, na vrcholy hor, pod moře. Při dobré provedené výrobě a spolehlivé montáži všech ostatních součástek nebude třeba žádných oprav.

Nepatrné mechanické rozměry dovolují pájet transistory přímo mezi součástky stejně jako odpory a kondensátory. Většina malých transistorů s kolektorovou ztrátou 100 mW, odpovídajících svými zesilovacími vlastnostmi asi elektronce typu 1F33 nebo 6F31, má objem 0,2 cm<sup>3</sup>. Objem uvedených elektronek se přitom pohybuje kolem 10 cm<sup>3</sup>. Zmenšení objemu transistoru by však bylo bezcenné bez snížení objemu ostatních součástek. K tomu přispívá ta okolnost, že transistory vyžadují ke svému napájení velmi malá napětí. V přenosných přístrojích, osazených transistory, není tedy třeba vysokonapěťových anodek.

Transistor pracuje již při kolektorním napětí  $U_k = 0,1$  V. Potřebný napájecí příkon se pak pohybuje kolem několika  $\mu$ W (miliontiny wattu). Je na př. možné napájet transistor z fotočlánku, ozářeného sluncem nebo žárovkou. Většina transistorových radiových vysilačů a přijimačů pracuje s napájecím napětím 6–12 V. Při tom proudy předesilovacích stupňů bývají kolem 1 mA, proud koncového stupně s výstupním výkonem signálu 50 mW nepřevyšuje

25 mA. Výkonové transistory samozřejmě vyžadují vyšších hodnot napájecího napětí a proudu: až 50 V nebo několika ampér. Tak na př. sovětský П3Б s  $N_k = 3,5$  W (odpovídá asi elektronce 6L31) pracuje při plném využití s kolektorovým napětím  $U_k = -10$  V a proudem  $I_k = -0,35$  A.

Zmenšení napájecího napětí je u zařízení s vlastním zdrojem vítáno. Lze použít známých a osvědčených článků, akumulátorů nebo usměrňovačů. Otázkou je, jak je vyřešeno napájení složitějších zařízení, jako stojanů s mnoha zesilovači pro závodní nebo místní rozhlas a pod. Usměrnění a hlavně filtrace proudu o velikosti desítek či stovek ampér při napětí několika voltů je nezvyklé.

Nepatrné rozměry vlastního krystalu transistoru (několik mm<sup>3</sup>) a zvláště jeho malá váha (desítky miligramů) nejsou pro přívodní dráty žádny zatížením. Přívodní dráty proto nejsou namáhaný ani při prudkých nárazech ani chvění. Ve srovnání s elektronkami snesou transistory i velmi hrubé zacházení, což je

výhodné pro použití v dopravě nebo pro vojenské účely.

Stojnosměrné charakteristiky transistorů vynikají při vhodném zapojení naprostou linearitou a rovnoběžností, takže při průchodu střídavého signálu může být využito rozkmitu až do úplného zániku proudu nebo napětí. V jednočinném zapojení může být dosaženo účinnosti 49 %, při čemž činitel harmonického skreslení výstupního signálu se pohybuje od 2 do 3 %. Účinnost dvojčinných stupňů se blíží theoretické hodnotě 78,5 %.

Některé zvláště vlastnosti transistorů dovolují vytvořit zcela nová zapojení, u elektronek nezvyklá nebo vůbec nemozná. Tak na př. hrotový transistor vykazuje při zkratování kolektoru na bázi mezi emitorem a bází záporný vstupní odpór. Připojením jednoduchého oscilačního obvodu bez vazebních vinutí a odboček vzniká jednoduchý oscilátor.

Existence dvou typů transistorů (*pnp*, *npn*) dovoluje tvořit tak zv. komplementární dvojice, dvojice transistorů stej-

Tabulka III. Srovnání různých druhů zapojení transistoru

	Společná báze	Společný emitor	Společný kolektor
Zapojení			
Fáze přenášeného signálu	zachována	převrácena	zachována
Proudové zesílení nakrátko	$< 1$ 0,8 ..... 0,99	$> 1$ 10 ..... 100	$> 1$ 10 ..... 100
Výkonový zisk	20 ..... 30 dB	30 ..... 45 dB	10 ..... 20 dB
Vlastnosti	nízký vstupní odpór, vysoký výstupní odpór, malé harm. skreslení, malý výkonový zisk, vysoká účinnost	vstupní odpór vyšší a výstupní nižší než u spol. báze, velký výkonový zisk	vysoký vstupní a nízký výstupní odpór; velmi malý výkonový zisk
Obdoba elektronek			

ných přenosových vlastností. Jeden z transistorů dvojice je typu *pnp* a druhý *npn*. Při zapojení takové dvojice vzniká jednoduchý dvojčinný stupeň bez vstupního a výstupního transformátoru. Při zapojení v třídě B neodebírají transistory komplementární dvojice téměř žádný proud. Teprve při vybuzení proud kolektoru stoupá podle velikosti zesilovaného signálu. Účinnost takového stupně překonává účinnost všech dosud známých zapojení.

Plošné transistory využívají v mnohem větší míře schematických obměn zapojení než elektronky. Není totiž nutné přivádět vstupní signál na emitor a odebrat jej z kolektoru. Polaritu stejnosměrných napájecích zdrojů však ve všech případech volíme tak, že emitor je k bázi polarisován v čelném a kolektor v závěrném smyslu.

Jednotlivé způsoby zapojení označuje podle „spodní“ elektrody, jež je „uzemněna“ neboli je společná vstupnímu i výstupnímu obvodu. Souhrn vlastností jednotlivých zapojení je uveden v tabulce III.

Hrotové transistory se používají vždy jen v zapojení se společnou bází. Vlivem vysokého  $\alpha > 1$  jsou hrotové transistory v ostatních zapojeních nestabilní.

Z tabulky III. je zřejmé, že některé vlastnosti jednoho a téhož transistoru se mění s obměnou zapojení (proudové zesílení nakrátko, dosažitelný výkonový zisk). Je tedy nutné rozlišovat na př. dosažitelný výkonový zisk v zapojení se společnou bází, emitorem atd. Budeme proto k rozlišování používat indexů *b*, *e*, *k*. Tak  $g_e$  je výkonový zisk transistoru, zapojeného se společným emitorem,  $\alpha_k$  proudové zesílení nakrátko v zapojení se společným kolektorem.

V praxi se nejčastěji používá plošných transistorů v zapojení se společným emitorem, protože při něm se dosahuje největšího výkonového zesílení. Pro srovnání transistorů se však udržuje zapojení se společnou bází. V různých cenících a časopisech nebývá index *b* uveden, takže obvykle platí  $\alpha = \alpha_b$ . Hodnoty jednotlivých veličin nutno pro různá zapojení přepočítávat. K tomu slouží převodní vzorce nebo tabulky, se kterými se seznámíme později.

Hlavním hospodářským činitelem při rozšíření transistorů je poměrně snadná výroba. Ve srovnání s elektronkami odpadá čerpání vzduchu a zatacování baněk. Stačí, aby pouzdro s krystalem bylo neprodryšné uzavřeno proti vnikání vlhkosti z ovzduší. Nejmenší množství součástek a nepatrné množství základního materiálu dovoluje již dnes přiblížit cenu standardních transistorů k ceně odpovídajících elektronek. Tak na př. universální transistor CK722 fy Raytheon se v USA prodává za 99 centů. Odborné typy OC70 a OC71 fy Valvo stojí v Rakousku 35 šilinků. Výkonové nebo speciální typy transistorů jsou samozřejmě mnohem dražší. Je zajímavé, že přes intensivní reklamu a inserci výrobců jsou na celém světě v běžném prodeji pro drobné spotřebitele jen nejobyčejnější nebo neznačkovány typy.

Hlavní nevýhodou transistorů je značná tepelná závislost všech elektrických vlastností. Je to vlastnost daná fyzikální podstatou všech polovodičů. Největší vliv má kolísání zbytkového proudu kolektoru  $I_{ko}$ . V zapojení transistoru se společnou bází není kolísání proudu kolektoru příliš patrné a ve většině případů neohrožuje správnou funkci nebo dokonce život transistoru.

V zapojení se společným emitorem je emitor proti bázi polarisován v čelném směru a tok jeho děr (v případě *pnp* transistoru) se přičítá k proudu zpětně polarisovaného kolektoru  $I_{ko}'$ . V zapojení se společným emitorem je proud kolektoru  $I_{ko}'$  při rozpojené bázi  $1/(1 - \alpha_b)$ krát větší než  $I_{ko}$  v zapojení se společnou bází. Jestliže je na př. u čs. transistoru 4NU40 klidový proud v zapojení se společnou bází  $I_{ko} = -10 \mu\text{A}$  při  $U_k = -10 \text{ V}$  a  $\alpha_b = 0,98$ , pak v zapojení se společným emitorem bude proud kolektoru při rozpojené bázi  $I_{ko}' = -10 \mu\text{A} \cdot 1/(1 - 0,98) = -0,5 \text{ mA}$ . Stejně jako v zapojení se společnou bází se tento proud zhruba zdvojnásobí při zvýšení teploty o  $10^\circ\text{C}$ . Takový proud a jeho změny s teplotou už podstatně změní polohu pracovního bodu a s ní i přenosové vlastnosti transistoru.

Ke zmenšení vlivu teploty se v zapojení se společným emitorem používají

speciální stabilizační obvody, složené z ohmických odporů nebo tepelně závislých odporů, thermistorů. Tím se dosáhne stabilisace pracovního bodu. Čím větší stability pracovního bodu má být dosaženo, tím větší proud musí protékat stabilizačním obvodem. Znamená to však ztrátový příkon a zmenšení účinnosti celého zesilovače.

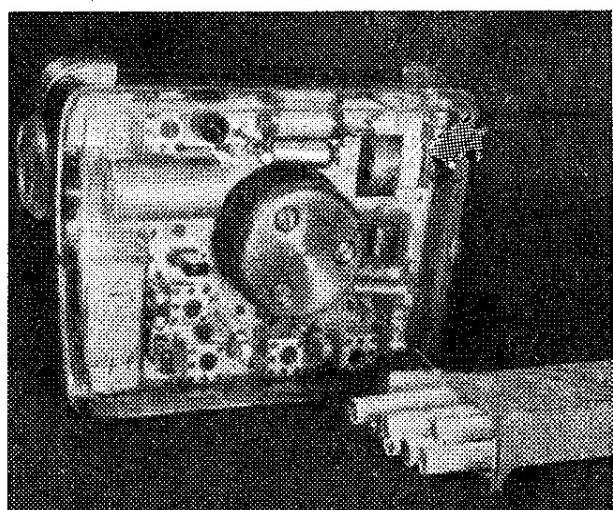
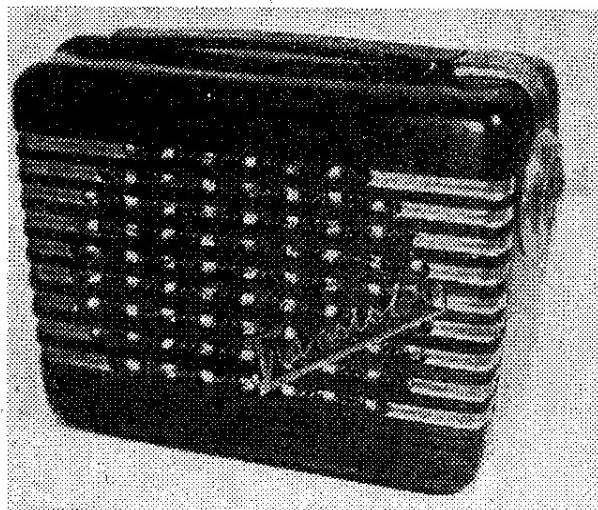
S otázkou pracovní teploty transistoru souvisí i otázka maximální přípustné kolektorové ztráty a tím i velikost výkonu výstupního signálu. Čím většího výkonu chceme dosáhnout, tím větší kolektorovou ztrátou musí být transistor zatízen. Elektrický výkon na kolektoru se však mění v teplo a zvyšuje vnitřní teplotu transistoru. Aby nepřestoupila doporučovanou mez (90 až 110 °C), musí být transistor vydatně chlazen. Ve většině případů nemají výkonové transistory vlastní chladicí desky nebo žebrování. Výrobci předpokládají přímou montáž na kovovou kostru přístroje, přičemž určitá plocha kolem transistoru zůstává volná. Tak na př. pro plošný germaniový transistor П3Б doporučuje výrobce ponechat v okolí místa připevnění na kostře asi 50 cm<sup>2</sup> prázdné plochy. Dosud nejvýkonnější transistor CTP 1003, který vyrábí fa Intermetall, vyžaduje přes 1200 cm<sup>2</sup> chladicí plochy při max. přípustné kolektorové ztrátě  $N_k = 20 \text{ W}$ .

S hlediska dobrého ochlazování je výhodné používat transistorů v kovovém,

nikoliv skleněném pouzdro. Tak na př. jeden a tentýž transistorový krystal snese ve skleněném pouzdro 20 mW (čs. 4NU40), zatím co v kovovém je možno jej zatížit 50 mW (4NU70). Při pokusech nechyběly ani transistory plněné netečnou kapalinou, jež měla lépe odvádět teplo než vzduch. Vcelku se však zdá, že „vzdušné“ chlazení spolu s vhodnou konstrukcí kolektoru a novými polovodiči (křemíkem) v budoucnu převládne.

Při používání transistorů vadí pokles zesílení na vyšších kmitočtech. Již dříve byly popsány důvody, jak k tomu dochází. Prvních transistorů bylo možno používat jen na nízkých, akustických kmitočtech. Ještě nedávno se zdálo, že jediným východiskem budou hrotové transistory, pracující do vyšších kmitočtů, než první transistory plošné. Novými výrobními metodami (na př. difusí) se však podařilo vyrobit spolehlivé plošné transistory s mezním kmitočtem kolem 500 MHz. Tyto transistory uspokojí požadavky radiotechniky až do oblasti velmi krátkých vln.

Aby náš výklad nevedl k příliš optimistickým závěrům, nutno upozornit, že se dosud nepodařilo vyrobit transistor, který by měl kolektorovou ztrátu 20 W, současně mezní kmitočet 100 MHz a výkonový zisk 50 dB. Jednotlivé typy totiž dosahují jen některých vrcholných hodnot, zatím co jejich ostatní elektrické vlastnosti jsou průměrné. Tak na př.



8. Miniaturní transistorový přijimač Transistor

dříve zmíněný výkonový CTP 1003 je prakticky použitelný do několika kHz a jeho výkonový zisk neprestoupí 20 dB. Naopak vysokofrekvenční transistor fy Raytheon CK762 s mezním kmitočtem 20 MHz má přípustnou kolektorovou ztrátu při 20 °C asi 150 mW. Transistor s nejvyšším výkonovým ziskem (na př. 2N43 :  $g = 40$  dB) mají přípustnou kolektorovou ztrátu jen 150 mW a uspojkovivě pracují na akustických kmitočtech.

Jaké jsou tedy možnosti použití transistorů a jaké jsou jejich vyhlídky v budoucnu?

Z dosažitelné literatury se zdá, že transistory zcela ovládly pole jen v kapesních zesilovačích pro nedoslychavé (elektroakustická protéza, sluchadlo, hearing-aid). Z 360 tisíc kusů těchto zesilovačů, jež byly v roce 1954 vyrobeny ve Spojených státech, bylo jen 25 tisíc kusů osazeno elektronkami [21]. V roce 1956 byly již elektronky vytlačeny úplně transistory. V tomto případě znamenaly transistory opravdové zlepšení. Vždyť místo tří elektronek se žhavicí baterií 1,5 V a anodovou baterií 22,5 nebo 45 V nastoupily tři transistory, napájené jediným tužkovým monochlánkem. Životnost zdrojů přitom stoupla asi desetkrát, na 500 hodin nepřetržitého provozu. Někteří výrobci proto uvažovali i o zlevnění a zjednodušení výroby vynecháním vypinače zdroje.

Zavádění transistorů do rozhlasových přijimačů postupuje mnohem pomaleji. Podle nabídek v zahraničních časopisech dodává několik výrobců kapesní a přenosné rozhlasové přijimače, osazené částečně nebo zcela transistory. V nedávné době to bylo na př. Japonsko a NSR, jež započaly s výrobou transistových přijimačů v americké licenci. Počet vyrobených přijimačů je však poměrně malý. Také u nás byl úspěšně zvládnut vývoj kapesního přijimače *Transistor* (obr. 8). Návštěvníci brněnské strojírenské výstavy jej mohli spatřit v expozici Výzkumného ústavu pro sdělovací techniku A. S. Popova. Přijimač obsahuje 7 transistorů čs. výroby a je zapojen jako superhet. Výstupní výkon

dvojčinného koncového stupně je asi 20 mW. Přijimač je určen k příjmu středních vln.

Pro nedostatek vhodných typů transistorů, jež by byly schopny řádné funkce alespoň na rozsahu středních vln, byly zhodoveny i některé smíšené typy přijimačů: jejich vysokofrekvenční a mezifrekvenční stupně jsou osazeny elektronkami, zatím co v nf části za detekcí pracuje transistorový zesilovač. Aby mohly být i použité elektronky napájeny z nízkonapěťové baterie pro transistory, vyvinula fa RCA řadu nových „dvoumřížkových“ elektronek, jež vystačí s anodovým napětím několika voltů. Po mnoha letech tedy znovu ožívají – díky transistorům – dávno již zapomenuté typy elektronek s prostorovou mřížkou.

Zvláštní a široké možnosti se otevírají transistorům v přijimačích pro auta a letadla. Zde je zvláště významná možnost napájení z palubní baterie 6 nebo 12 V bez použití nespolehlivých vibračních nebo rotačních zdrojů vysokého anodového napětí. Mimo to jsou transistory odolnější proti nárazům a otřesům než elektronky. Přes tyto slibné vyhlídky panuje ještě k transistorům jistá nedůvěra. Projevila se na př. koncem minulého roku, kdy fa Ford zamontovala do svých aut několik set pokusných rozhlasových přijimačů. Při zakoupení vozu obdržel každý ze zájemců příslib, že – nebude-li s transistorovým přijímačem spokojen – může žádat během jednoho roku o bezplatnou výměnu za dosavadní elektronkový typ.

Velký význam mají transistory pro techniku sdělování po drátě. Desítky a stovky telefonních zesilovačů, soustředěných v jediné zesilovací stanici, vyžadovaly dohled na nespolehlivé elektronky. Problém, jak nahradit napájení ze sítě při poruše nouzovými zdroji (bateriemi, agregátem), nebyl dosud rozřešen. Mimo to se jeví v poslední době i snahy po stavbě neobsluhovaných zesilovacích stanic, napájených, ovládaných a kontrolovaných po telefonním kabelu na vzdálenost desítek kilometrů. Transistory s vynikající životností nahradí i dlouhoživotné elektronky, s je-

jichž opatřením poštovní správy mnoha zemí dodnes zápolí. Snížení spotřeby usnadní i napájení na dálku nebo řešení problému nouzových zdrojů.

První úspěšný krok značí funkční vzorky transistorových telefonních zesilovačů a transistorového jednokanálového zařízení pro nosnou telefonii (*NTM*), zhotoveného ve Výzkumném ústavu telekomunikací (obr. 9). Pomocí jednokanálu *NTM* je možné vést po jediném telefonním vedení dva hovory současně, aniž by se navzájem rušily. Úspora mědi, ze které by bylo jinak nutno vyrobit další vodiče, činí jen na trati Praha–Brno asi 30 tun. Při použití moderních materiálů a součástek se podařilo ve srovnání s dosud vyráběným a dodávaným elektronkovým jednokanálem Tesla *NTI* snížit váhu a rozměry sedmkrát a spotřebu dokonce dvěstěkrát.

V budoucnu má být z telefonního přístroje odstraněna nespolehlivá a skreslující uhlíková vložka a nahrazena jakostním dynamickým mikrofonem. Potřebné zesílení dodá transistorový zesilovač, vestavěný do telefonního přístroje a napájený po účastnickém vedení proudem z ústředny.

Vysoká účinnost a nízký příkon transistorů umožnily uplatnění i v technice počítacích a kalkulačních strojů. Dosavadní elektronické typy s desítkami tisíc elektronek potřebují ke svému napájení téměř výkon menší elektrárny. Převážná většina této energie se nakonec mění

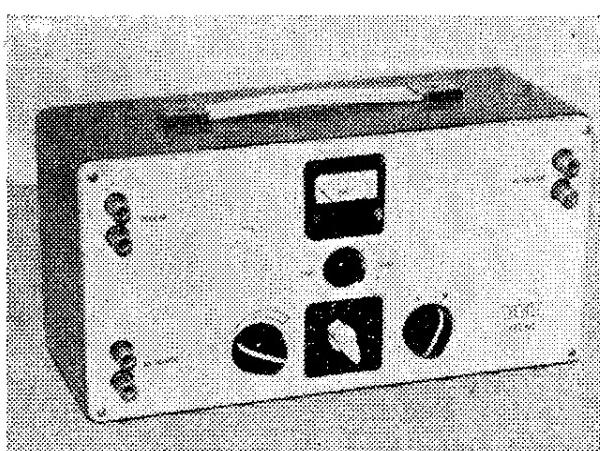
v teplo, takže chlazení místností a stojanů s elektronkami musí být věnována zvláštní péče. Náhradou elektronek transistory se tedy zmenší nejenom příkon, nýbrž i rozměry počítacího stroje. Známá fa IBM provedla rekonstrukci jednoho ze svých nejpoužívanějších elektronkových počítačů. Bylo sice nutno použít místo 1250 elektronek asi 2200 transistorů, avšak spotřeba elektrického proudu klesla z 6,2 kW na 310 W (t. j. o 95 % [4]).

Je zajímavé, že o „vážném“ použití transistorů je v literatuře velmi málo podrobnějších zpráv. Je nesnadno říci, cím je to způsobeno, když každému je zřejmý intensivní zájem a práce techniků celého světa na vývoji přístrojů všeho druhu, osazených transistory. Jakési vysvětlení postoje amerického slaboproudou podává pramen [22]. Podle tohoto článku se v laboratořích pracuje na výzkumu a vývoji transistorových sdělovacích zařízení všech typů. Do výroby a provozu však budou dána až v době, kdy se podnikům, provozujícím telefonní a radiovou telekomunikační službu, zaplatí investice, vložené do dosavadního elektronkového zařízení.

Ve všech odborných časopisech však nacházíme řadu popisů, zpráv a návodů o nové zajímavé možnosti použití. Jsou to však téměř výlučně případy „drobného“ použití pro osobní potřebu, hraničící často s atraktivností přímo reklamní.

Ukázkou tohoto druhu je neztratitelný golfový míček fy Raytheon [6]. Uvnitř míčku (který má průměr asi 3 cm), je jednostupňový vysilač, osazený transistorem i se zdrojem proudu. Životnost zdroje je asi celkem 500 hodin. Vysilač, který vysílá nemodulovanou nosnou vlnu, je neustále v provozu. Ztratí-li hráč v trávě nebo nerovném terénu míček z dohledu, zapne kapesní přijimač (samozřejmě osazený 6 transistorů) s rámovou antenou a určí směr, odkud se míček „ozývá“. Podle zasabujícího a zesilujícího tónu je nalezení míčku i ve vysoké trávě otázkou několika desítek vteřin.

Transistory mají i široké možnosti použití ve vojenské technice. Byl již na př.



9. Miniaturní jednokanál *NTM*

Tabulka IV. Srovnání elektronek a transistorů

	Elektronky	Transistory
Výkon, zisk na 1 stupeň	není definován	45 dB
Max. kmitočet	4000 MHz	500 MHz
Míra šumu	3 dB	4 dB
Min. napájení	10 mW	1 μW
Max. kolektorová nebo emitorová ztráta	650 kW	20 W
Max. teplota okolí	150 °C	150 °C
Očekávaná životnost	200 000 hod.*)	1 000 000 hod.
Max. přípustné zrychlení pádové	1000 g	30 000 g
Objem	1 cm³	0,1 cm³
Výroba do konce roku 1955	7 miliard	4 miliony**)
Počet typů	18 500	350

\*) Očekávaná životnost elektronek v podmořských zesilovačích.

\*\*) Ve srovnání s údaji v odd. 3 by téměř 3/4 všech transistorů bylo použito v přístrojích pro nedoslychavé.

zkonstruovaný subminiaturní telefonní zesilovač o délce asi 1 dm a průměru kolem 1 cm. Takový zesilovač spolu s napájecím monočlánkem je možno zapojit a ponechat na kterémkoliv místě vedení.

Pro výsadkové oddíly byl zhotoven transistorový transceiver pro pásmo 50—60 MHz, vestavěný s jedním sluchátkem přímo do ocelové přilby. Sklopny mikrofon po straně úst nevadí rozhledu ani volnosti pohybu. Za jakékoliv bojové situace do vzdálenosti několika set metrů je každý voják ve spojení se svým velitelem a svými druhy.

Zařízení průmyslové televize, osazené transistory a upravené pro službu v poli, je důležitým pomocníkem pátračů. Stačí záběr kamery a velitel v zázemí v krytu vidí stejný obraz, jako by byl spolu s pátračem. Dosah soupravy o váze asi 10 kg, používající přenosu obrazového signálu po dráhu i vzduchem, je asi 1 až 2 km.

I v civilním životě jistě najde použití vysilač napájený lidským hlasem. Energie hlasu, přeměněná dynamickým nebo elektromagnetickým mikrofonem v elek-

trickou, napájí i moduluje transistorový oscilátor. Dosah takového vysilače je zatím jen několik set metrů. Stojí však za přemýšlení, objasnit si jeho výhody. Vždyť elektrický vysokofrekvenční výkon musí být alespoň o řád menší než akustický výkon hlasu ...

Nejvhodnější napájení pro amatérské přenosné a kapesní vysilače i přijímače — zdá se — je popsáno v jednom z čísel loňského ročníku sovětského Radia. Všechny použité transistory vysilače jsou napájeny generátorem z ruční „mačkací“ svítlinky.

Plošné výkonové transistory s vysokou účinností mohou pracovat též jako prourové měniče. Bez jediné pohyblivé součástky je možno z nízkého stejnosměrného napětí baterie nebo akumulátoru vyrobit vyšší střídavé napětí. Podobnou ukázkou použití je napájení transistorového osciloskopu fy Valvo, předváděného na výstavě elektronických přístrojů v Londýně [7]. Napájecí příkon 6 W je odebíráno z baterie 12 V. Vysoké napětí 1,2 kV pro obrazovku vyrábí transistorový měnič.

Několik příkladů, náhodně vybraných z literatury, ukázalo široké a dosud zcela neprobádané možnosti použití transistorů. Závěrem zbývá ještě říci několik slov o budoucnosti elektronek.

Všimněme si nejprve tabulky IV. Uvádí optimální hodnoty, dosažené u elektronek a transistorů [8], [9], [21] koncem roku 1956. Z tabulky je zřejmé, že transistory i elektronky mají své určité obory použití. Možnosti transistorů na velmi vysokých kmitočtech jsou pravděpodobně jen otázkou času. Vždyť jen za poslední dva roky stouplo mezní kmitočet transistorů více než desetkrát. V minimálním příkonu potřebném k zesilování nemohou žhavené elektronky transistorům nikdy konkurovat. Rozsah pracovních teplot transistorů je dnes už zcela uspokojivý. Vždyť převyšuje i maximální pracovní teplotu běžných odporů a kondensátorů ( $-60$  až  $+70$  °C). Spíše je nutné zmenšit závislost elektrických parametrů transistorů na teplotě.

Nevyřešenou otázkou je nutnost zvyšování maximální přípustné kolektorové ztráty transistorů. U elektronek s vyšší anodovou ztrátou je poměr žhavicího výkonu (který u transistorů odpadá) k anodové ztrátě (jež je pro určitý požadovaný výstupní výkon stejná s kolektorovou ztrátou transistoru) malý. Tak na př. záměna elektronky 6L31 transistorem při plném zatížení anody nebo kolektoru přináší snížení napájecího příkonu jen asi o 30 %. U vysílačích elektronek pro nejvyšší výkony je poměr ještě nepříznivější. Na př. elektronka 5831 s anodovou ztrátou  $650\text{ kW}$  je žhavena výkonem  $13\text{ kW}$ . Zvýšení účinnosti při záměně (dosud ještě neexistujícím, avšak předpokládaným) transistorem je nepatrné. Snaha o zvyšování přípustné kolektorové ztráty je tedy krajně problematická. V zesilovačích a oscilátořech s malými výkony signálu, kde elektronky byly zatíženy jen malým dílem přípustné anodové ztráty a hlavním spotřebičem energie byla žhavěna katoda, znamená naproti tomu použití transistorů největší zvýšení elektrické účinnosti.

Některého čtenáře překvapí očekávaná životnost elektronek: 200 tisíc hodin, t. j. asi 25 let při nepřetržitém pro-

vozu. Nutno však uvážit, že v tomto případě jde o speciální výběrové typy, zatím co normální spotřebitel musí být spokojen s 1000 hodinami. S jeho hlediska je předpokládaná životnost transistorů vynikající. Některé příčiny, působící předčasnou „smrt“ transistorů, jsou pojmenovány jako nemoce lidské a jsou popsány v pramenu [22]. Vliv přerušování provozu, t. j. vliv občasného zapnutí a vypnutí zdrojů na životnost transistorů, nebyl zatím nikde podrobně popsán.

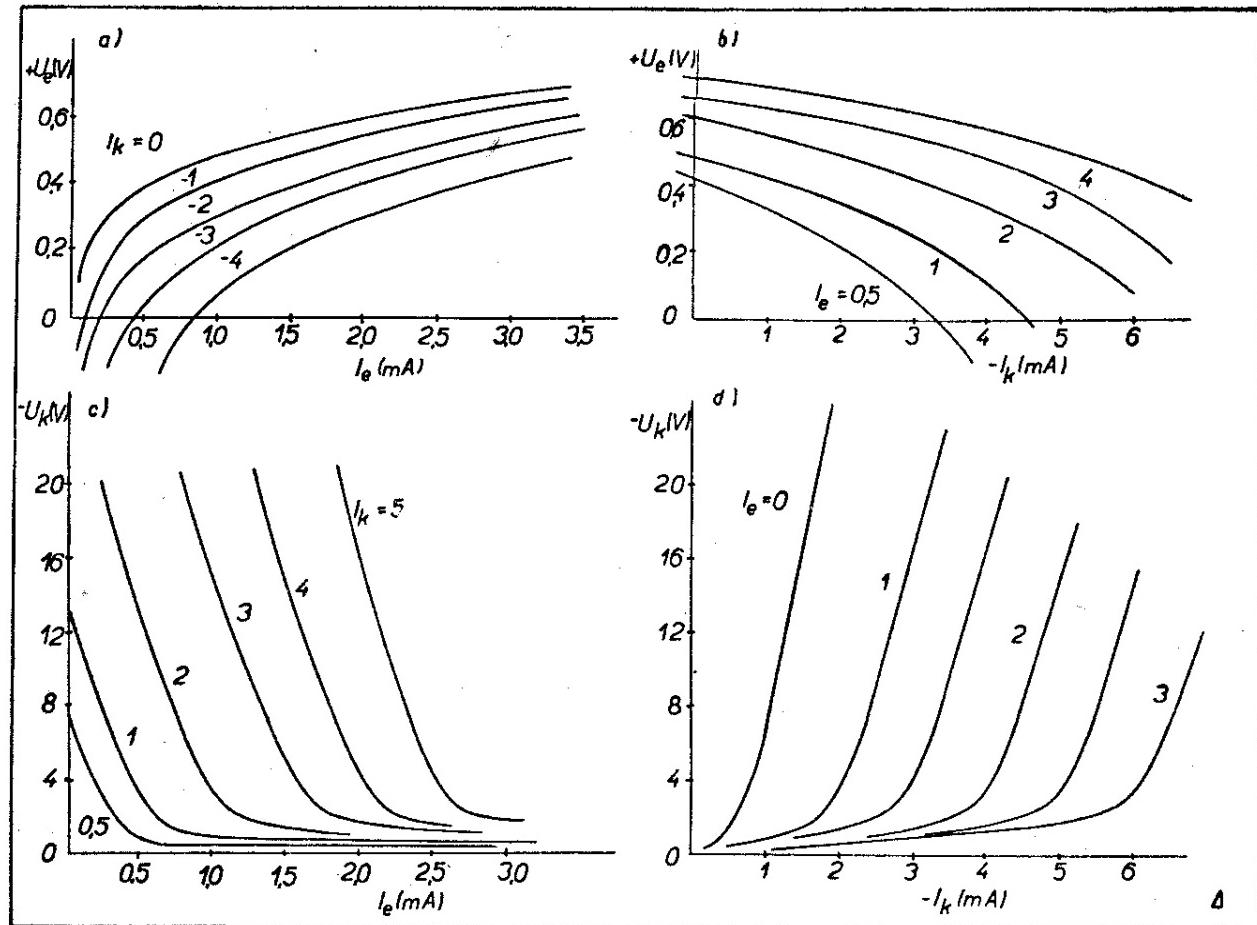
#### 4. Charakteristiky transistorů

Jednotlivé typy transistorů se navzájem liší: některé mají velký výkonový zisk, jiné velký výstupní výkon a pod. Spotřebitele zajímá, jaké elektrické vlastnosti vykazuje typ, který zakoupil. Jaké hodnoty má při návrhu a výpočtu použít, aby došel ke správnému výsledku. Proto se u transistorů měří a udávají, podobně jako u elektronek, jejich charakteristické vlastnosti – charakteristiky. Podle způsobu, jak byly naměřeny a pro jaký druh proudů a napětí platí, mluvíme o stejnosměrných charakteristikách a střídavých charakteristikách.

Stejnosměrné charakteristiky se vždy udávají v grafických závislostech na př. závislost proudu a napětí v kolektoru pro určitý proud nebo napětí emitoru. Ze sklonu stejnosměrných charakteristik v určitém zvoleném pracovním bodě lze odvodit vlastnosti transistoru při průtoku střídavých proudů. Hodnoty, jež definují střídavé přenosové vlastnosti transistoru, nazýváme střídavými charakteristikami. U elektronek, jež nepřenáší signál z anody na mřížku (zpět z výstupu na vstup) stačí dvě ze tří charakteristik: strmost, zesilovací činitel a vnitřní odpor. Transistor, jenž přenáší střídavé proudy v obou směrech, musí být definován čtyřmi střídavými charakteristikami.

##### 4.1. Stejnosměrné (statické) charakteristiky transistorů

Měření stejnosměrných charakteristik transistorů je mnohem obtížnější, než tomu je u elektronek. Při přesném měření klade vyšší nároky na citlivost a



10. Stejnosměrné charakteristiky hrotového transistoru

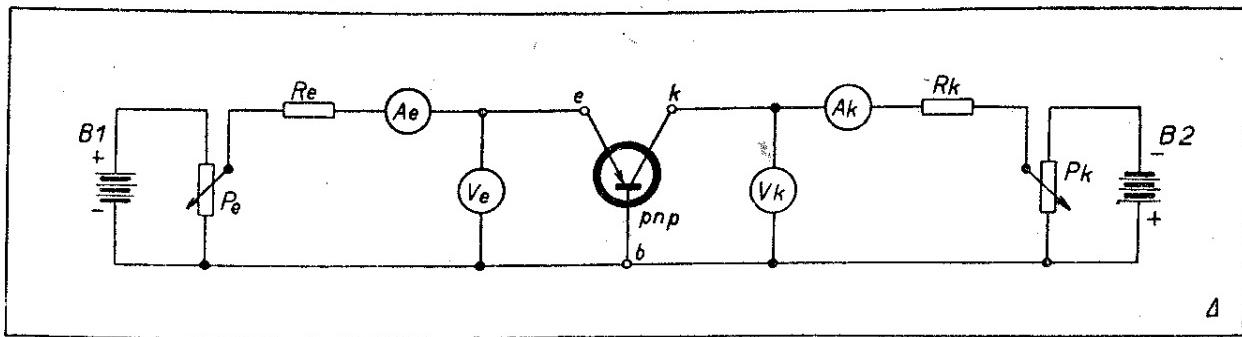
vnitřní odpor použitých přístrojů. Možnost zapojení se společnou bází a emitem si vyžaduje měření dvou různých souborů stejnosměrných charakteristik. Vzájemná závislost všech vstupních a výstupních veličin dovoluje volbu nejrůznějších kombinací závisle a nezávisle proměnných. Tak je možné pro transistor v zapojení se společnou bází měřit čtyři stejnosměrné charakteristiky (obr. 10).

Při přesném označování se do indexů zavádějí zkratky obou elektrod, mezi kterými se napětí měří:  $U_{eb}$  = napětí mezi emitorem a bází a pod. Pokud je však ze schématu zřejmé o jaké zapojení jde, stačí v indexu uvést jen „živou“ z obou elektrod. Druhou je vždy elektroda společná vstupnímu i výstupnímu obvodu. Pro zapojení se společným emitem tedy značí  $U_b$  napětí mezi bází a emitorem. Vstupní stejnosměrné charakteristiky hrotového transistoru (obr.

10a) udávají závislost stejnosměrného proudu  $I_e$  a napětí emitoru  $U_e$ . Tyto stejnosměrné charakteristiky definují vstupní odpor transistoru pro určitý konstantní proud kolektoru  $I_k = -1, -2$  atd. mA. V některých pramezech se setkáme též se vstupními stejnosměrnými charakteristikami, měřenými pro konstantní napětí kolektoru  $U_k$ . Všeobecně platí, že stejnosměrné charakteristiky, při jejichž měření udržujeme konstantní některý z proudů, nazýváme stejnosměrnými charakteristikami na prázdro. Při měření stejnosměrných charakteristik nakrátko udržujeme konstantní některé ze stejnosměrných napětí.

Zpětnovazební ss charakteristiky na obr. 10b udávají závislost napětí emitoru  $U_e$  a proudu kolektoru  $I_k$  při konstantních proudech emitoru  $I_e$ .

Přenosové neboli přední ss charakteristiky na obr. 10c definují vztah mezi



11. Pracoviště k měření charakteristik transistoru v zapojení se společnou bází

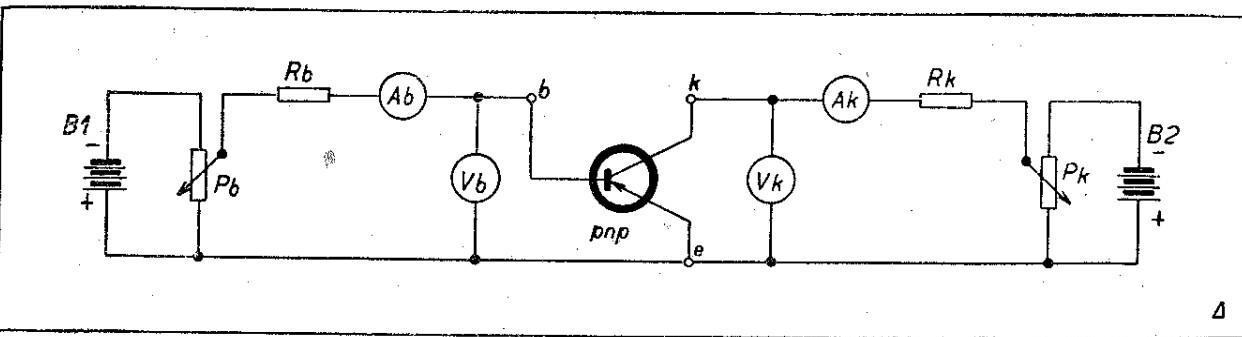
napětím kolektoru  $U_k$  a proudem emitoru  $I_e$  při konstantním proudu kolektoru  $I_k$ .

Výstupní ss charakteristiky na obr. 10d jsou nejdůležitější. Udávají závislost proudu  $I_k$  a napětí  $U_k$  kolektoru při konstantních proudech emitoru  $I_e$ . Tyto stejnosměrné charakteristiky se používají při návrhu všech výkonových zesilovacích stupňů.

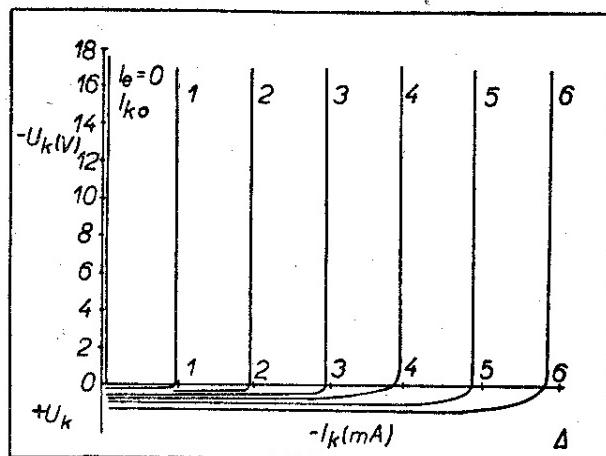
K měření transistorů používáme pracoviště na obr. 11 a 12. Polarity baterií odpovídají transistorům *pnp*. Pro transistory *npn* je nutné polaritu převrátit. Baterie  $B1$  má napětí 10 až 20 V, baterie  $B2$  má napětí poněkud větší, 50 až 100 V. Podle možností lze použít i dvou síťových zdrojů. Pomocné odpory  $R_k$ ,  $R_e$ ,  $R_b$  zvyšují vnitřní odpory zdrojů (baterií) a zmenšují závislost vstupních a výstupních veličin. Dovolují snadné nastavení a udržení zvoleného proudu. Používání vyšších odporů, než je uvedeno ve schématu, vyžaduje i baterii nebo zdrojů o napětí několika set voltů. Práce s takovým pracovištěm je nesnadná a je třeba nejvyšší opatrnosti při měření, aby nedošlo ke zničení tran-

sistoru. Při měření zapínáme napřed proud emitoru nebo báze. Po ukončení měření postupujeme opačně a nejprve odpojíme kolektor. Voltmetry, použité k měření, musí mít velký vnitřní odpor. Nejlépe vyhoví elektronkové ss voltmetry se vstupním odporem alespoň  $1 \text{ M}\Omega$  a základním rozsahem kolem 1 V.

Ze všech ss charakteristik plošných transistorů se nejčastěji používají jen výstupní charakteristiky naprázdno v zapojení se společnou bází a emitem. Ss výstupní charakteristiky čs. transistoru 4NU40 v zapojení se společnou bází vidíme na obr. 13. První křivku měříme při odpojeném emitoru ( $I_e = 0$ ). Je to vlastně zbytkový proud kolektoru  $I_{ko}$ , o kterém jsme již dříve hovořili. Ve srovnání s elektronkami nebo hrotovým transistorem na obr. 10 překvapuje vynikající linearita ss charakteristik plošného transistoru v zapojení se společnou bází a jejich rovnoměrná hustota. Zakkřivené části charakteristik pod osou proudu, k jejichž měření musíme přepolovat kolektorový zdroj a přístroje, nemají praktického významu.

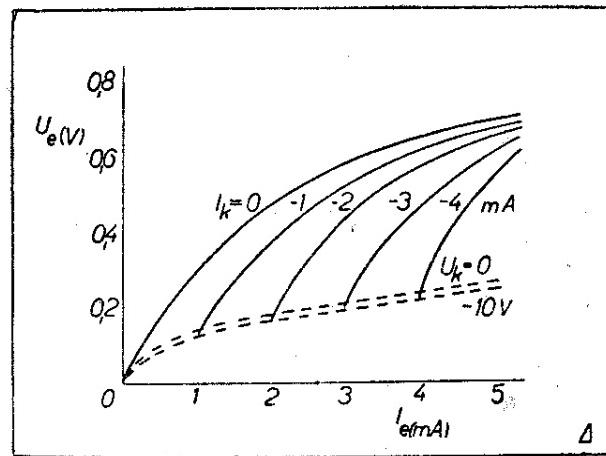


12. Pracoviště k měření charakteristik v zapojení se společným emitorem



13. Výstupní charakteristiky plošného transistoru (společná báze)

Ss výstupní charakteristiky téhož transistoru, měřené podle obr. 12 v zapojení se společným emitorem, vidíme na obr. 14. První z křivek pro  $I_b = 0$  měříme při rozpojené bázi. Ve shodě s minulým výkladem je tento proud kolektoru  $I'_{ko}$  mnohem větší než zbytkový proud kolektoru v zapojení se společnou bází  $I_{ko}$ . Z obr. 14 je patrné velké prudové zesílení  $\alpha_e$ , neboť nepatrnému proudu  $I_b$  odpovídá značný proud  $I_k$ . Výstupní ss charakteristiky nejsou tak přímé jako tomu bylo v minulém případě a podobají se charakteristikám pentody. Při měření však postupujeme zcela obdobně: nastavíme určitý zvo-



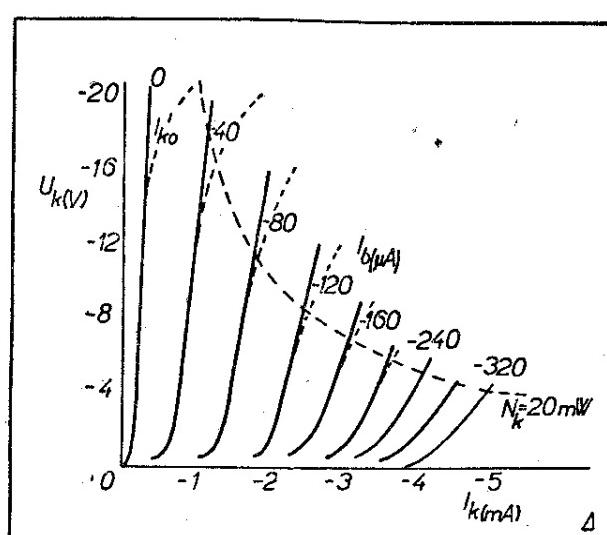
15. Vstupní charakteristiky plošného transistoru (společná báze)

lený  $I_b$  a zjištujeme závislost  $U_k$  a  $I_k$ . Náhodné odchylky  $I_b$  od nastavené hodnoty korigujeme potenciometrem  $P_b$ .

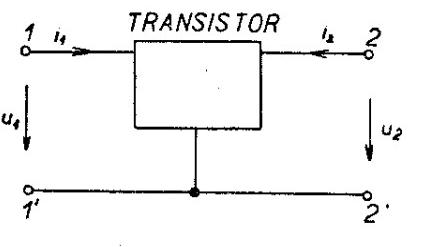
Pokud se zajímáme jen o výstupní ss charakteristiky, můžeme ze schematic na obr. 11 a 12 vypustit voltmetr emitoru  $V_e$  a voltmetr báze  $V_b$ . Nemáme-li ani elektronkový voltmetr pro měření  $U_k$  a nevadí-li nám nepřesnost v oblasti malých  $U_k$ , přepojíme  $V_k$  před ampérmetrem  $A_k$ . Ampérmetr  $A_k$  ukazuje skutečně jen proud kolektoru  $I_k$ , avšak voltmetr (na jehož vnitřním odporu nyní prakticky nezáleží) ukazuje napětí kolektoru  $U_k$ , zvýšené o spád napětí na vnitřním odporu ampérmetru. Při všech měřeních dbáme, aby kolektorová ztráta příliš neprestoupila maximální přípustnou hodnotu. Tepelné přetížení transistoru se projeví zakřivením charakteristik, jak je čárkovaně naznačeno v obr. 14.

V některých zvláštních případech měříme i vstupní charakteristiky naprázdno a nakrátko.

Při měření vstupní ss charakteristiky plošného transistoru naprázdno v zapojení se společnou bází použijeme opět pracoviště na obr. 11. Tentokráté můžeme vynechat voltmetr na měření napětí kolektoru. Při pohledu na obr. 15 vidíme, že vstupní ss charakteristiky naprázdno mají dosti neobvyklý průběh. Porovnáme-li je však s výstupními ss charakteristikami na obr. 13, snadno nalezneme vysvětlení. V největší části



14. Výstupní charakteristiky plošného transistoru (společný emitor)



### 16. Transistor jako čtyřpól

rozsahu kolektorového napětí je  $I_k$  pro určité  $I_e$  téměř konstantní. Celá tato přímá část kterékoliv ss výstupní charakteristiky se proto zobrazuje na příslušné ss charakteristice vstupní jako velmi krátká dolní část celé křivky, jako několik posledních bodů, kde  $I_k \approx I_e$ . Ostatní část vstupní charakteristiky, ve kterém  $I_e > I_k$  vlastně naleží neužitečné oblasti dolních ohybů ss výstupních charakteristik pro velmi malá nebo dokonce kladná  $U_k$ . První křivku ( $I_k = 0$ ) měříme při rozpojeném kolektoru; je to vlastně čelní ss charakteristika diody emitor – báze. Při měření ostatních křivek nastavíme  $I_e$  na max. hodnotu (v našem případě asi 6 mA) a pak teprve upravíme  $I_k$  na požadovanou velikost. ( $-1, -2, -3$  atd. mA). Při zmenšování  $I_e$  odečítáme  $U_e$  a zjištěné hodnoty pro určitý konstantní  $I_k$  vynášíme do grafu. Křivka končí, když už pro některé  $I_e$  nelze  $I_k$  udržet na původní zvolené hodnotě. Je to vždy tam, kde  $I_e$  se blíží k velikosti  $I_k$ . Jak jsme již několikráté uvedli, je u plošného transistoru  $I_e$  vždy větší než  $I_k$ . V pracovní oblasti, tam kde obvykle volíme pracovní bod, jsou oba proudy téměř stejné (na př.  $I_e = 1$  mA,  $I_k = -0,98$  mA).

Při měření ss charakteristik nakrátko si usnadníme udržení konstantních napětí snížením vnitřního odporu všech napájecích zdrojů. Odstraníme tedy  $R_e$ ,  $R_k$ ,  $R_b$  ze schemat na obr. 11 a 12 a odpory potenciometrů  $P_e$ ,  $P_k$  a  $P_b$  volíme co nejmenší. Na obr. 15 jsou čárkovaně vyznačeny vstupní ss charakteristiky nakrátko plošného transistoru. Pro obvyklá záporná  $U_k$  se tyto ss charakteristiky od sebe velmi málo liší, takže v li-

teratuře často najdeme jen jedinou křivku.

Měření ss charakteristik nakrátko hrotových transistorů vyžaduje velké opatrnosti. Některé z nich jsou totiž při napájení ze zdrojů o nízkém vnitřním odporu nestabilní.

U některých transistorů nelze udržet nastavený pracovní bod. Proud kolektoru plynule klesá nebo stoupá a trvá několik minut, než se definitivně ustálí. Pokud snad  $I_k$  nestoupá lavinovitě, mohou takové transistory zcela dobře pracovat. Jejich ss charakteristiky však nelze prakticky změřit. Další pokyny k měření ss charakteristik a popis některých zvláštních případů naleze zájemce v pramenu [12].

### 4.2. Střídavé charakteristiky

Stejnosměrné charakteristiky jsou nezbytné pro návrh výkonových stupňů, kde amplituda signálu je srovnatelná se stejnosměrnými napájecími proudy a napětím, daným polohou pracovního bodu. Pro návrh předzesilovačů, kde amplituda signálu je velmi malá, můžeme transistor (stejně jako elektronku) považovat za lineární čtyřpól. K jeho popisu, k definici jeho elektrických přenosových vlastností používáme t. zv. střídavých charakteristik. Základní zapojení takového čtyřpolu vidíme na obr. 16. Je vždy stejné, bez ohledu na způsob zapojení vlastního transistoru: do vstupních svorek se střídavým napětím signálu  $u_1$  přitéká proud  $i_1$ ; výstupními svorkami s napětím signálu  $u_2$ , na které připojujeme zatěžovací odpor, protéká proud  $i_2$ . Ss napájecí napětí a proudy  $U_k$ ,  $I_e$  atd. se vlastního přenosu nezúčastní. Slouží jen k nastavení pracovního bodu a jako zdroj energie. Nemusí být proto v obecném schématu na obr. 16 uvažovány. Hodnoty střídavých charakteristik přesto závisí na ss napájení a musí být vždy udáno, pro který pracovní bod byly změřeny.

Základní a nejčastěji používanou soustavou rovnic jsou impedanční rovnice, obsahující 4 střídavé impedanční charakteristiky:  $z_{11}$ ,  $z_{22}$ ,  $z_{12}$ ,  $z_{21}$ . Indexy označují polohu charakteristiky v soustavě rovnic. Tak na př.  $z_{12}$  leží v první rovnici.

ci a je násobeno proudem  $i_2$ . Čteme zet jedna-dva až od. V některých pramenech se používá k označení impedančních charakteristik ( $z$ ) písmene  $r$ .

$$u_1 = z_{11} i_1 + z_{12} i_2 \quad (5a)$$

$$u_2 = z_{21} i_1 + z_{22} i_2 \quad (5b)$$

Význam jednotlivých střídavých impedančních charakteristik (krátce: impedančních charakteristik) odvodíme snadno. Stačí předpokládat, že výstupní obvod je rozpojen, takže  $i_2 = 0$ . Pak

$$z_{11} = \left( \frac{u_1}{i_1} \right) i_2 = 0$$

poměr vstupního napětí  $u_1$  a proudu  $i_1$  při rozpojeném výstupu ( $i_2 = 0$ ). Je to tedy vstupní impedance měřená při rozpojeném výstupu, neboli vstupní impedance naprázdno.

$$z_{22} = \left( \frac{u_2}{i_2} \right) i_1 = 0$$

Výstupní impedance, měřená při rozpojeném výstupu ( $i_1 = 0$ ), výstupní impedance naprázdno.

$$z_{12} = \left( \frac{u_1}{i_2} \right) i_1 = 0$$

je poměr napětí na rozpojeném výstupu  $u_1$  ( $i_1 = 0$ ) k budicímu proudu  $i_2$ , protékajícímu výstupním obvodem.

$$z_{21} = \left( \frac{u_2}{i_1} \right) i_2 = 0$$

poměr napětí na rozpojeném výstupu  $u_2$  ( $i_2 = 0$ ) k budicímu proudu  $i_1$ , protékajícímu výstupním obvodem.

Obě poslední impedanční charakteristiky jakožto poměr napětí a proudu mají rozdíl  $\Omega$  a nazýváme je někdy převodovými, přenosovými nebo vzájemnými impedancemi.

Význam impedančních charakteristik je pro každý čtyřpol pro kterékoliv zapojení transistoru týž. Mění se však jejich numerická hodnota a musíme je tedy pomocí indexů rozlišovat, ke kterému ze zapojení impedanční charakteristika přísluší:  $z_{11e}$  – vstupní impedance naprázdno v zapojení se společným emitem,  $z_{22k}$  – výstupní impedance naprázdno v zapojení se společným kolektorem atd. K převodu impedančních charakteristik pro jednotlivá zapojení používáme tabulky V.

Tak pro transistor OC70 v zapojení se společnou bází udává výrobce ve svém katalogu tyto impedanční charakteristiky:  $z_{11b} = 660 \Omega$ ,  $z_{12b} = 600 \Omega$ ,  $z_{21b} = 1,45 \text{ M}\Omega$ ,  $z_{22b} = 1,5 \text{ M}\Omega$ .

Často se též používají i  $h$ -rovnice s  $h$ -charakteristikami neboli  $h$ -parametry.

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \quad (6a)$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \quad (6b)$$

Stejným způsobem jako dříve odvodíme význam jednotlivých  $h$ -charakteristik:

$$h_{11} = \left( \frac{u_1}{i_1} \right) u_2 = 0$$

výstupní impedance při zkratovaném výstupu, výstupní impedance nakrátko.

Tabulka V. Převod impedančních charakteristik

		Spol.					
		báze		emitor		kolektor	
Spol.	báze	$z_{11b}$	$z_{12b}$	$z_{11e}$	$z_{11e} - z_{12e}$	$d_{zk}$	$z_{11k} - z_{21k}$
	emitor	$z_{11b} - z_{21b}$	$z_{11b} - z_{12b}$	$z_{21e}$	$z_{12e}$	$d_{zk}$	$z_{22k} - z_{12k}$
	kolektor	$z_{22b}$	$z_{22b} - z_{21b}$	$d_{ze}$	$z_{22e} - z_{12e}$	$z_{11k}$	$z_{12k}$

$$d_{zb} = z_{11b} + z_{22b} - z_{12b} - z_{21b}$$

$$d_{zk} = z_{11k} + z_{22k} - z_{12k} - z_{21k}$$

$$d_{ze} = z_{11e} + z_{22e} - z_{12e} - z_{21e}$$

Tabulka VI. Převod h-charakteristik

		Spol.					
		báze	emitor	kolektor			
Spol.	báze	$h_{11b}$	$h_{12b}$	$\frac{h_{11e}}{1+h_{21e}}$	$\frac{D_{he}-h_{12e}}{1+h_{21e}}$	$\frac{h_{11k}}{D_{hk}}$	$\frac{h_{21k}+D_{hk}}{D_{hk}}$
	emitor	$h_{21b}$	$h_{22b}$	$\frac{h_{21e}}{1+h_{21e}}$	$\frac{h_{22e}}{1+h_{21e}}$	$\frac{h_{12k}-D_{hk}}{D_{hk}}$	$\frac{h_{22k}}{D_{hk}}$
	kolektor	$\frac{h_{11b}}{1+h_{21b}}$	$\frac{D_{hb}-h_{12b}}{1+h_{21b}}$	$h_{11e}$	$h_{12e}$	$h_{11k}$	1
		$\frac{h_{21b}}{1+h_{21b}}$	$\frac{h_{22b}}{1+h_{21b}}$	$h_{21e}$	$h_{22e}$	$h_{21k}-1$	$h_{22k}$
	kolektor	$\frac{h_{11b}}{1+h_{21b}}$	1	$h_{11e}$	$1-h_{12e}$	$h_{11k}$	$h_{12k}$
		$\frac{1}{1+h_{21b}}$	$\frac{h_{22b}}{1+h_{21b}}$	$(1+h_{21e})$	$h_{22e}$	$h_{21k}$	$h_{22k}$

$$D_{hb} = h_{11b}h_{22b} - h_{12b}h_{21b}; \quad D_{he} = h_{11e}h_{22e} - h_{12e}h_{21e}; \quad D_{hk} = h_{11k}h_{22k} - h_{12k}h_{21k}$$

$$h_{22} = \left( \frac{i_2}{u_2} \right) i_1 = 0$$

výstupní admitance při rozpojeném vstupu, výstupní admitance naprázdno.

$$h_{12} = \left( \frac{u_1}{u_2} \right) i_1 = 0$$

je poměr napětí  $u_1$  na rozpojeném vstupu k budicímu napětí na výstupu  $u_2$ .

$$h_{21} = \left( \frac{i_2}{i_1} \right) u_2 = 0$$

je poměr proudu  $i_2$  zkratovanými výstupními svorkami k budicímu proudu vstupnímu  $i_1$ . Je to tedy již dříve uvedené proudové zesílení nakrátko.

V literatuře se vyskytují ještě jiné druhy charakteristik a zájemce je najde v podrobnějších pramenech [13] a [23]. Všechn dosud uvedený výklad a připojené tabulky se používají k převodu charakteristik na požadovaný druh. Ve většině případů to jsou impedanční charakteristiky v zapojení se společnou bází.

K vzájemnému převodu impedančních a h-charakteristik slouží tabulka VII. Platí zcela obecně pro kterékoliv zapojení a proto je použito jen obecných

symbolů  $z_{12}$ ,  $h_{11}$  a pod. Lze jí tedy převádět impedanční charakteristiky v zapojení se společnou bází na admitanční ve stejném zapojení nebo h-charakteristiky v zapojení se společným kolektorem na impedanční ve stejném zapojení, t. j. se společným kolektorem. Pomocí tabulky VII nelze převádět charakteris-

Tabulka VII.  
Převod impedančních a h-charakteristik

		Impedanční	h
Impedanční	$z_{11}$	$z_{12}$	$\frac{D_h}{h_{22}} \frac{h_{12}}{h_{22}}$
	$z_{21}$	$z_{22}$	$-\frac{h_{21}}{h_{22}} \frac{1}{h_{22}}$
h	$\frac{D_z}{z_{22}}$	$\frac{z_{12}}{z_{22}}$	$h_{11} \quad h_{12}$
	$-\frac{z_{21}}{z_{22}}$	$\frac{1}{z_{22}}$	$h_{21} \quad h_{22}$

$$D_z = z_{11} z_{22} - z_{12} z_{21}$$

$$D_h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$$

Tabulka VIII. Srovnání hrotových a plošných transistorů

Transistor		hrotový		plošný
používaná zapojení		společná báze		společná báze emitor nebo kolektor
Maximální dosažitelné hodnoty	$N_k$	150 mW		20 W
	$\alpha_b$	$> 1; (1,5 \text{ až } 5)$		$< 1; (0,8 \text{ až } 1)$
	$f_{ab}$	2 MHz		500 MHz
	$g$	20 dB		45 dB
Průměrné hodnoty v zapojení se společnou bází	$z_{11b}$	$P_{\text{rac. bod}}$ $U_k = -40 \text{ V}$ $I_k = -2 \text{ mA}$ , $I_e = 0,6 \text{ mA}$	530 $\Omega$	660 $\Omega$
	$z_{12b}$		290 $\Omega$	600 $\Omega$
	$z_{21b}$		34 k $\Omega$	1,45 M $\Omega$
	$z_{22b}$		19 k $\Omega$	1,5 M $\Omega$
ss. charakteristiky		viz obr. 10		viz obr. 13, 14, 15

tiky jednoho zapojení (společná báze) na charakteristiky v zapojení jiném (na př. společný emitor). K tomu slouží dříve uvedené tabulky V a VI.

Uvažme na př., že v některém časopise jsme našli pro OC70 tyto  $h$ -charakteristiky:  $h_{11b} = 80 \Omega$ ;  $h_{12b} = 4 \cdot 10^{-4}$ ;  $h_{21b} = -\alpha_b = -0,967$ ;  $h_{22b} = 0,666 \mu\text{S}$  (poznámka: záporné znaménko prouduvového zesílení nakrátko svědčí o tom, že výstupní proud protéká ve skutečnosti opačně, než jsme v obr. 16 předpokládali a šipkou označili, že v zapojení se společnou bází je polarita signálu zachována). Chceme nyní vědět, zda se tyto hodnoty shodují s impedančními charakteristikami, udávanými fóru Valvo. Převedeme tedy  $h$ -charakteristiky pomocí vzorců tabulky VII. Nejprve vypočteme  $D_h = 80 \cdot 0,666 \cdot 10^{-6} + 4 \cdot 10^{-4} \cdot 0,967 = 4,398 \cdot 10^{-4}$ . Pak vypočteme  $z_{11b} = 660 \Omega$ ;  $z_{12b} = 600 \Omega$ ;  $z_{21b} = 1,45 \cdot 10^6 \Omega$ ;  $z_{22b} = 1,5 \cdot 10^6 \Omega$ . Tyto hodnoty se shodují, jak se přesvědčíme nahlédnutím do přehledu transistorů na obálce časopisu. Střídavé charakteristiky je možno odečíst ze sklonu stejnosměrných charakteristik (podobně jako tomu je u elektronek), avšak častěji se používá speciálních měřicích přístrojů. Některé z nich jsou popsány v pramenech [24] a [25].

Srovnáním maximálních a průměrných vlastností stejnosměrných a střídavých, dosažených u dnešních transistorů, vidíme v tabulce VIII. Z ní jsou zřejmě výhody plošného transistoru proti hrotovému.

### 5. Náhradní schema transistoru

Střídavé charakteristiky mají význam popisný a pracovní. Setkáváme se s nimi v každém ceníku nebo katalogu.

Pro praktický výpočet bylo odvozeno několik náhradních schemat, jež mají bližší vztah k představě transistoru než obecné impedanční nebo  $h$ -charakteristiky. Nejčastější a nejznámější náhradní schema vidíme na obr. 17. Odpor  $r_e$  představuje odporník emitoru,  $r_b$  je odporník báze a  $r_k$  je odporník kolektoru. Mimo tyto náhradní odpory vidíme ještě dva zdroje napětí. První z nich s vnitřním napětím  $u_g$  je nezávislý vnější zdroj (mikrofon, přenoska nebo tónový generátor). Druhý zdroj s vnitřním napětím  $u_k$  nám představuje zdroj zesíleného napětí (nebo snad přesněji: výkonu) ve výstupním kolektorovém obvodu. Protože napětí tohoto zdroje je závislé na budicím emitorovém proudu, říkáme, že tento zdroj je závislý. Převodový (přenosový) odporník  $r_m$  určuje velikost vnitřního napětí kolektorového náhradního zdroje  $u_k$ . Pro-

tož transistor je buzen proudem emitoru, je vnitřní napětí tohoto kolektorského zdroje  $u_k = r_m \cdot i_e$ , kde  $i_e$  je výsledný proud emitorovým odporem  $r_e$ ; zde  $i_b = i_1$ . Impedance  $Z_g$  a  $Z_z$  jsou k transistoru připojeny z vnějšku a k vlastnímu náhradnímu schématu transistoru nepatří.  $Z_g$  je vnitřní impedance nezávislého zdroje (generátoru) s vnitřním napětím signálu  $u_g$ ,  $Z_z$  představuje zatěžovací impedance ve výstupním, kolektorském obvodu. Zdroje s napájecích napětí a proudů slouží jen k nastavení pracovního bodu a nejsou v obr. zakresleny. Jejich vnitřní odpor je zpravidla, díky filtračním kondensátům, velmi malý, takže ve schématu s vyznačenými strídavými proudy se neuplatní. Podobných náhradních schémat se používá i při výpočtu elektronkových obvodů [13], [14].

Podle II. Kirchhoffova zákona můžeme napsat rovnice pro vstupní a výstupní obvod

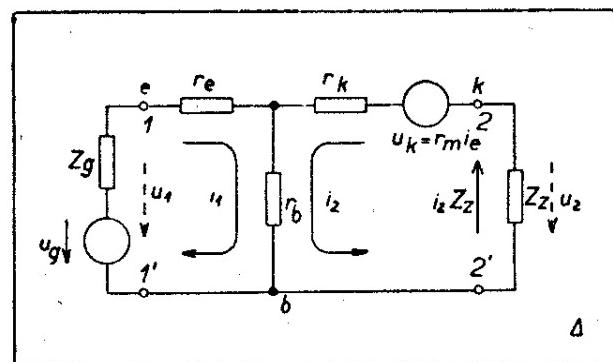
$$u_g = (r_e + r_b + Z_g) i_1 + r_b i_2 \quad (7a)$$

$$0 = (r_b + r_m) i_1 + (r_k + r_b + Z_z) i_2 \quad (7b)$$

Srovnáme-li obr. 17 s obecným čtyřpollem na obr. 16, vidíme, že

$$(u_g - Z_g \cdot i_1) = u_1; - i_2 \cdot Z_z = u_2 \quad (8)$$

(srovnej též orientaci šipek, jež vyznačují smysl napěťového úbytku  $i_2 Z_z$  a sku-



17. Náhradní schema transistoru (spol. báze)

tečného napětí na výstupních svorkách  $u_2$ !). Levé strany rovnic (7a, b) můžeme upravit

$$u_1 = (r_e + r_b) i_1 + r_b i_2 \quad (9a)$$

$$u_2 = (r_b + r_m) i_1 + (r_b + r_k) i_2 \quad (9b)$$

Porovnáním s rovnicí (5a, b) je zřejmé, že se jedná o soustavu rovnic s impedančními charakteristikami, kde pro zapojení se společnou bází platí

$$z_{11b} = r_e + r_b \quad z_{12b} = r_b \quad (10)$$

$$z_{21b} = r_b + r_m \quad z_{22b} = r_k + r_b$$

Podobně je možno sestavit rovnice náhradního schématu transistoru v zapojení se společným emitorem na obr. 18. Budící proud, protékající emitorovým odporem  $r_e$ , je tentokrát složen ze dvou proudů  $i_e = i_1 + i_2$ , takže

Tabulka IX. Vzájemný převod impedančních charakteristik a odporů náhradního schématu.

	Spol.		
	báze	emitor	kolektor
Imped. charakter.	$r_e = z_{11b} - z_{12b}$	$r_e = z_{12e}$	$r_e = z_{22k} - z_{12k}$
	$r_b = z_{12b}$	$r_b = z_{11e} - z_{12e}$	$r_b = z_{11k} - z_{21k}$
	$r_k = z_{22b} - z_{12b}$	$r_k = z_{22e} - z_{21e}$	$r_k = z_{21k}$
Náhradní odpory	$r_m = z_{21b} - z_{12b}$	$r_m = z_{12e} - z_{21e}$	$r_m = z_{21k} - z_{12k}$
	$z_{11b} = r_e + r_b$	$z_{11e} = r_b + r_e$	$z_{11k} = r_e + r_k$
	$z_{12b} = r_b$	$z_{12e} = r_e$	$z_{12k} = r_k - r_m$
Náhradní odpory	$z_{21b} = r_b + r_m$	$z_{21e} = r_e - r_m$	$z_{21k} = r_k$
	$z_{22b} = r_k + r_b$	$z_{22e} = r_e + r_k - r_m$	$z_{22k} = r_e + r_k - r_m$
Imped. charakter.			

$$u_g = (r_b + r_e + Z_g) i_1 + r_e \cdot i_2 \quad (11a)$$

$$0 = (r_e - r_m) i_1 + (r_e + r_k - r_m + Z_s) i_2 \quad (11b)$$

Protože platí opět rovnice (8), můžeme tuto soustavu upravit a porovnat s rovnicemi (5a) a (5b). Odtud

$$z_{11e} = r_b + r_e \quad z_{e12} = r_e \quad (12)$$

$$z_{21e} = r_e - r_m \quad z_{22e} = r_e + r_k - r_m$$

Některí výrobci udávají ve svých prospektech hodnotu jednotlivých odporů  $r_e$ ,  $r_b$ ,  $r_m$ ,  $r_k$ . Častěji se však setkáme s hodnotami impedančních charakteristik a z nich je v případě potřeby nutno hodnoty odporů náhradního schématu odvodit. K vzájemnému převodu slouží tabulka IX.

V minulém oddílu byly uvedeny impedanční charakteristiky transistoru OC70 v zapojení se společnou bází. Dosazením do vzorců v horní polovině prvního sloupce tabulky IX vypočteme:  $r_e = 660 - 600 = 60 \Omega$ ;  $r_b = 600 \Omega$ ;  $r_k = 1,5 M\Omega - 600 \Omega = 1,4994 \approx 1,5 M\Omega$ ;  $r_m = 1,45 M\Omega - 600 \Omega = 1,4494 \approx 1,45 M\Omega$ . Z uvedených vzorců je zřejmé, že  $r_e$ ,  $r_b$  je velmi malé

Tabulka X.

Převod proudových zesílení nakrátko		
$\alpha_b$	$\alpha_e$	$\alpha_k$
0,8	4	5
0,81	4,26	5,26
0,82	4,55	5,55
0,83	4,88	5,88
0,84	5,25	6,25
0,85	5,66	6,66
0,86	6,14	7,14
0,87	6,69	7,69
0,88	7,33	8,33
0,89	8,09	9,09
0,90	9,00	10,00
0,91	10,1	11,1
0,92	11,5	12,5
0,93	13,3	14,3
0,94	15,7	16,7
0,95	19,0	20,0
0,96	24,0	25,0
0,965	27,6	28,6
0,97	32,3	33,3
0,975	39,0	40,0
0,98	49,0	50,0
0,985	65,7	66,7
0,99	99	100
0,995	199	200
0,996	249	250
0,997	332	333

proti  $r_k$ ,  $r_m$ , takže některé z nich možno při výpočtu podstatně zjednodušit. Při zjednodušování však musíme postupovat velmi opatrně, abychom nedošli k nesprávným výsledkům. Zásadně mohou zaokrouhlené hodnoty sloužit k informaci o přenosových vlastnostech transistoru, ale pro výpočet nebo převádění nutno zpravidla použít hodnot přesných. K převodu proudového zesílení nakrátko v různém zapojení slouží tabulka X.

Jako příklad použití náhradního schématu propočítáme zesilovač se společným emitorem na obr. 18. Vepsané hodnoty platí pro plošný transistor OC70 (ekvivalent čs. 4NU40) pro nastavený pracovní bod:  $u_k = -2 \text{ V}$ ,  $i_k = -0,5 \text{ mA}$ . Proudové zesílení nakrátko  $\alpha$  vypočteme obecně ze vzorce (5b), když pro vyznačení zkratovaného výstupu položíme  $u_2 = 0$

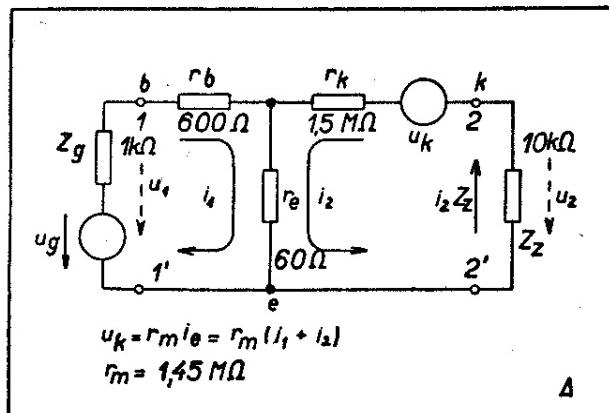
$$\alpha = -\frac{z_{21}}{z_{22}} \quad (13)$$

Tento vzorec platí obecně pro všechny druhy zapojení. V našem případě tedy

$$\alpha_e = -\frac{z_{21e}}{z_{22e}} = -\frac{r_e - r_m}{r_e + r_k - r_m} \approx 29$$

Výstupní proud zkratovanými svorkami je 29krát větší než proud vstupní. Vstupní impedanci svorek 1,1' vypočteme z rovnice (11a, b).

$$z_{11'} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_g - Z_g i_1}{i_1} = \frac{u_g}{i_1} - Z_g \quad (14)$$



18. Náhradní schema transistoru (spol. emitor)

Potřebné  $i_1$  a  $i_2$  vypočteme některou ze známých školních metod pro řešení soustavy dvou rovnic o dvou neznámých. Pak

$$\begin{aligned} Z_{11}' &= r_b + r_e - \frac{r_e(r_e - r_m)}{r_e + r_k - r_m + Z_z} = \\ &= 2,11 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (15)$$

Podobně i výstupní impedance transistoru v zapojení se společným emitorom je při pohledu zleva do svorek 2,2' dána

$$\begin{aligned} Z_{22}' &= r_b + r_k - r_m - \\ &- \frac{r_e(r_e - r_m)}{r_e + r_b + Z_g} = 102,5 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (16)$$

Jestliže je vnitřní napětí signálního generátoru  $u_g = 1 \text{ mV}$ , můžeme určit i velikost obou obvodových proudů  $i_1 = u_g/(Z_g + Z_{11}') = 0,321 \mu\text{A}$ ;  $i_2 = 7,78 \mu\text{A}$ . Budící výkon vypočteme  $N_1 = i_1^2 Z_{11}' = 2,17 \mu\text{W}$ . Výkon signálu do zátěže  $N_2 = i_2^2 Z_z = 6,05 \text{ mW}$ . Výkonové zesílení podle vzorce (1)  $G = N_2/N_1 = 2790$  převedeno pomocí tabulky II na výkonový zisk  $g \approx 34,5 \text{ dB}$ . Menší výkonový zisk je zaviněn nepřizpůsobením zatěžovací impedance  $Z_z$  výstupní impedance transistoru  $Z_{22}'$ , o čemž bude podrobněji pojednáno v příštím oddíle.

Závěrem nutno upozornit, že při změně zapojení se mění schematické uspořádání, avšak jednotlivé odpory náhradního schematu si vždy podrží svou hodnotu.

## 6. Předzesilovače

U elektronkových zesilovačů bývá zvykem dělit zesilovače na napěťové a výkonové. U prvních hledíme na maximální výstupní napětí signálu, kterým budíme řídicí mřížku následujícího stupně. U výkonových – a to jsou zpravidla poslední, výstupní zesilovací stupně – sledujeme maximální výstupní výkon; odevzdaný do zátěže. U transistorových zesilovačů není takové dělení možné. Jak už bylo dříve naznačeno, je každý transistorový zesilovač buzen elektrickým výkonem. O „napěťových“ zesilovačích nelze mluvit a je tedy třeba zavést jiné dělení.

Uvažme, jaké požadavky mohou být na transistorový zesilovač kladené: z nejdůležitějších to je výkonový zisk a výstupní výkon. Z teorie lineárních čtyrpólů platí i zde, že maximálního výkonového zisku dosáhneme u zesilovače, jehož vstupní a výstupní obvod je správně přizpůsoben. Zatěžovací impedance takového zesilovače je poměrně velká, až několik set kiloohmů. Výstupní výkon neskresleného signálu odevzdaný do této impedance je však poměrně malý, jen zlomek výkonu, který transistor je schopen podle své přípustné kolektorové ztráty dodat. Zesilovače s velkým výkonovým ziskem se tedy hodí jako předzesilovací stupně, budící svým výkonem následující stupně výkonové. Výkonový transistorový zesilovač je navržen tak, aby byl schopen odevzdat do zatěžovací impedance co největší neskreslený výkon. Zatěžovací impedance je poměrně malá, několik set nebo tisíc ohmů. Dosažitelný výkonový zisk těchto stupňů je také malý, zpravidla 15 až 25 dB.

Podle tohoto výkladu můžeme transistorové zesilovače dělit na

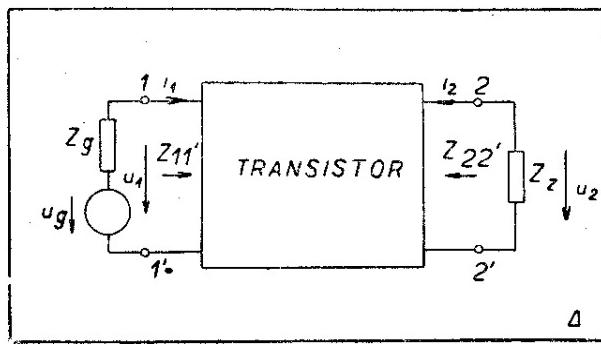
*předzesilovače*, u kterých hledáme nejvyšší výkonové zesílení,

*výkonové zesilovače*, které mají do své zatěžovací impedance odevzdat co největší výkon.

V tomto odstavci si tedy nejprve uvedeme některé základní vlastnosti předzesilovačů.

Maximálního výkonového zesílení dosáhneme při správném přizpůsobení vstupních a výstupních svorek. Vnitřní impedance generátoru  $Z_g$ , napájejícího vstupní obvod, musí být rovna vstupní impedance transistoru  $Z_{11}'$ \*) (obr. 19). Podobně musí být výstupní impedance  $Z_{22}'$  pokud možno stejná se zatěžovací impedance  $Z_z$ . Z příslušné literatury [13] je známo, že pak musí být vnitřní impedance generátoru  $Z_g$  rovna t. zv. charakteristické vstupní impedance  $Z_{10}$

\*) Platí přesně pro nejčastější případ, kdy všechny impedance jsou přibližně reálné, ohmické. Obecné řešení podmínek přizpůsobení nalezně zájemce v pramenu [13].



19. Vstupní impedance transistoru

a zatěžovací impedance charakteristické impedance výstupní  $Z_{20}$ . Charakteristické impedance v obou případech vypočteme jako geometrický střed impedancí měřených nakrátko a naprázdno. Na př. vstupní charakteristická impedance  $Z_{10}$  je dána odmocninou ze součinu vstupní impedance nakrátko při zkratovaných výstupních svorkách a vstupní impedance naprázdno při rozpojených výstupních svorkách. Rozpojení a zkratování je samozřejmě míněno pro střídavý proud, nikoliv pro ss napájecí. Po úpravě

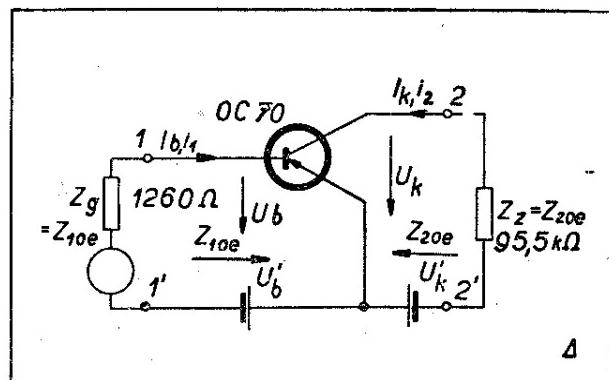
$$Z_{10} = z_{11} \sqrt{1 - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11}z_{22}}} = z_{11} \sqrt{1 - \delta} \quad (17)$$

kde  $\delta$  nazýváme činitel stability. Pokud je  $\delta$  menší než 1, je transistor při zkratování všech elektrod stabilní. Nestabilní bude, když  $\delta > 1$ . Takový případ se může vyskytnout jen u některých speciálních typů hrotových transistorů.

Podobným způsobem odvodíme i

$$Z_{20} = z_{22} \sqrt{1 - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11}z_{22}}} = z_{22} \sqrt{1 - \delta} \quad (18)$$

Jako příklad použijme si vypočteme charakteristické impedance transistoru OC70 v zapojení se společným emitorem. Impedanční charakteristiky pro zapojení se společnou bází, uvedené v minulých oddílech, převeďme pomocí tabulky V na zapojení se společným emitorem.



20. Předzesilovač v zapojení se spol. emitorem

$$z_{11b} = 660 \Omega \quad z_{11e} = z_{11b} = 660 \Omega$$

$$z_{12b} = 600 \Omega \quad z_{12e} = z_{11b} - z_{12b} = \\ = 60 \Omega$$

$$z_{21b} = 1,45 \text{ M}\Omega \quad z_{21e} = z_{11b} - z_{21b} \approx \\ \approx -1,45 \text{ M}\Omega$$

$$z_{22b} = 1,5 \text{ M}\Omega \quad z_{22e} = d_{zb} \approx 50 \text{ k}\Omega$$

Vypočteme

$$\delta_e = \frac{z_{12e}z_{21e}}{z_{11e}z_{22e}} = -2,64$$

$$\sqrt{1 - \delta_e} = 1,91$$

$$Z_{10e} = 1260 \Omega \quad Z_{20e} = 95,5 \text{ k}\Omega$$

Schema zesilovače včetně napájecích zdrojů vidíme na obr. 20.

Návrh předzesilovače usnadní zavedení t. zv. proudového zesílení  $A$ . Toto proudové zesílení je poměr proudu  $i_2$  protékajícího zatěžovací impedance  $Z_z$  k budicímu (vstupnímu) proudu  $i_1$ . Protože zatěžovací impedance brání průtoku výstupního proudu  $i_2$ , bude proudové zesílení  $A$  menší než proudové zesílení  $\alpha$ . Tak na př. pro transistor v zapojení se společným emitorem vypočteme podle vzorce (13)

$$A_e = \frac{i_2}{i_1} = \frac{r_m - r_e}{r_e + r_k - r_m + Z_z} \approx \\ \approx \alpha_e \frac{1}{1 + \frac{Z_z(1 + \alpha_e)}{r_k}} \quad (19)$$

Podobně odvodíme pro proudové ze-

sílení v zapojení se společnou bází

$$A_b = -\frac{r_b + r_m}{r_k + r_b + Z_z} \approx \alpha_b \frac{1}{1 + \frac{Z_z}{r_k}} \quad (20)$$

Budicí výkon  $N_1$  na vstupní impedanci  $Z_{11}'$  vypočteme  $N_1 = Z_{11}' i^2_1$ . Výstupní výkon signálu  $N_2$  na zatěžovací impedanci  $Z_z$  je  $N_2 = Z_z i^2_2$ . Pak výkonové zesílení

$$G = \frac{N_2}{N_1} = \frac{Z_z}{Z_{11}'} \frac{i^2_2}{i^2_1} = \frac{Z_z}{Z_{11}'} A^2 \quad (21)$$

V případě přizpůsobení  $Z_{11}' = Z_{10}$ ;  $Z_z = Z_{20}$ , takže

$$G = \frac{Z_{20}}{Z_{10}} A^2 \quad (22)$$

Proudové zesílení zesilovače na obr. 20 vypočteme ze vzorce (19)  $A_e = 9,55$ . Pak dosazením do vzorce (22)

$$G_e = \frac{Z_{20e}}{Z_{10e}} A_e^2 = \frac{95,5}{1,26} 9,95^2 \approx 7550;$$

to odpovídá výkonovému zisku asi 39 dB.

Při výpočtu předzesilovače se společnou bází postupujeme zcela obdobně. Dosažitelný výkonový zisk bude menší, stejně jako vstupní charakteristická impedance  $Z_{10b}$ . Naproti tomu výstupní charakteristická impedance  $Z_{20b}$  je velmi velká.

Jednou z nejčastějších úloh, se kterou se konstruktér transistorových zesilovačů setká, je zapojení předzesilovače s vysokou vstupní impedancí. Ta je nutná vždy, chceme-li zesilovat napětí z krys-

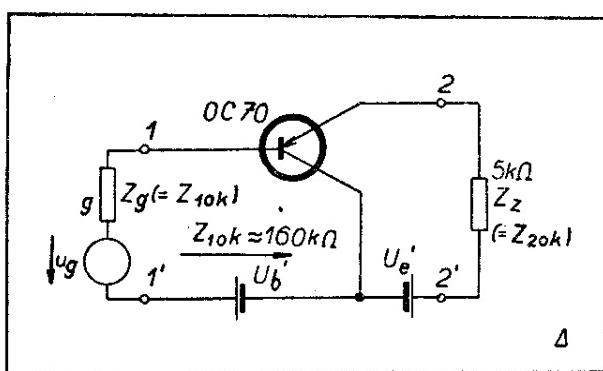
talového mikrofonu nebo přenosky. Pramen [19] uvádí tři možnosti řešení a srovnává jejich přednosti a nevýhody.

V první řadě je možno použít transistoru v zapojení se společným kolektorem (obr. 21). Hodnoty impedančních charakteristik odvodíme pomocí tabulky V:  $z_{11k} = z_{22b} = 1,5 \cdot 10^6 \Omega$ ;  $z_{12k} = z_{22b} - z_{21b} = 50 \cdot 10^3 \Omega$ ;  $z_{21k} = z_{22b} - z_{12b} = 1,4994 \text{ M}\Omega$ ;  $z_{22k} = d_{zb} = 50,06 \text{ k}\Omega$ . Odtud pak

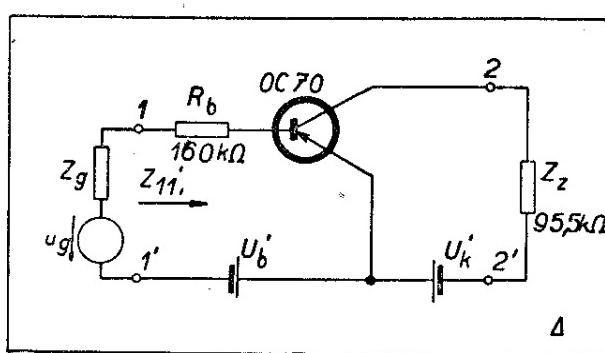
$$Z_{10k} = 1,5 \cdot 10^6 \sqrt{1 - 0,9878} \approx 160 \text{ k}\Omega.$$

Podobně podle vzorce (18)  $Z_{20k} \approx 5 \text{ k}\Omega$ . Maximální výkonový zisk je při správném přizpůsobení asi 24 dB. Nevýhodou tohoto zapojení je závislost všech přenosových hodnot, zvláště vstupní impedance na náhodné změně napájecích zdrojů a kmitočtu.

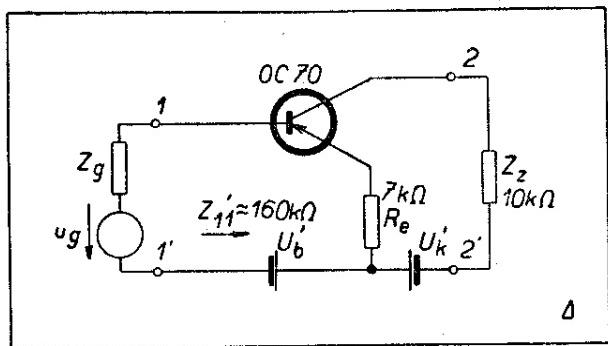
Proto se někdy používá zapojení na obr. 22. Je to v zásadě předzesilovač se společným emitorem, jehož bázi je předřazen pomocný vstupní odpor. Jestliže je ve výstupním obvodu zátěž odpovídající běžnému přizpůsobenému provozu na obr. 20 a volíme-li  $R_b$  tak, aby vstupní impedance byla přibližně rovna charakteristické impedance se společným kolektorem  $Z_{10k}$ , je výkonový zisk opět asi 20–25 dB. Značný pokles zisku proti normálnímu zapojení je jednak způsoben ztrátou na pomocném odporu  $R_b$  a dále i nepřizpůsobením vstupní a výstupní impedance zátěži. Toto zapojení je však výhodné, protože ohmický odpor  $R_b$  stabilisuje vstupní impedance  $Z_{11}'$ , která je pak nezávislá na kolísání napájecího napětí.



21. Předzesilovač v zapojení se spol. kolektorem



22. Zvětšení vstupního odporu předřadným odporem



23. Zvětšení vstupního odporu zápornou zpětnou vazbou

Konečně nejjednodušší zapojení vidíme na obr. 23. Do emitoru je připojen odpor  $R_e$ , který – podobně jako nebloblokováný katodový odporník elektronky – zavádí zápornou zpětnou vazbu. Zvýšení vstupní impedance napomůžeme i snížením zatěžovací impedance  $Z_z$ . Vstupní impedance vypočteme dosazením do vzorce (15):  $Z_{11}' \approx 160 \text{ k}\Omega$ . Výkonový zisk se pro běžné transistory pohybuje kolem 20–25 dB.

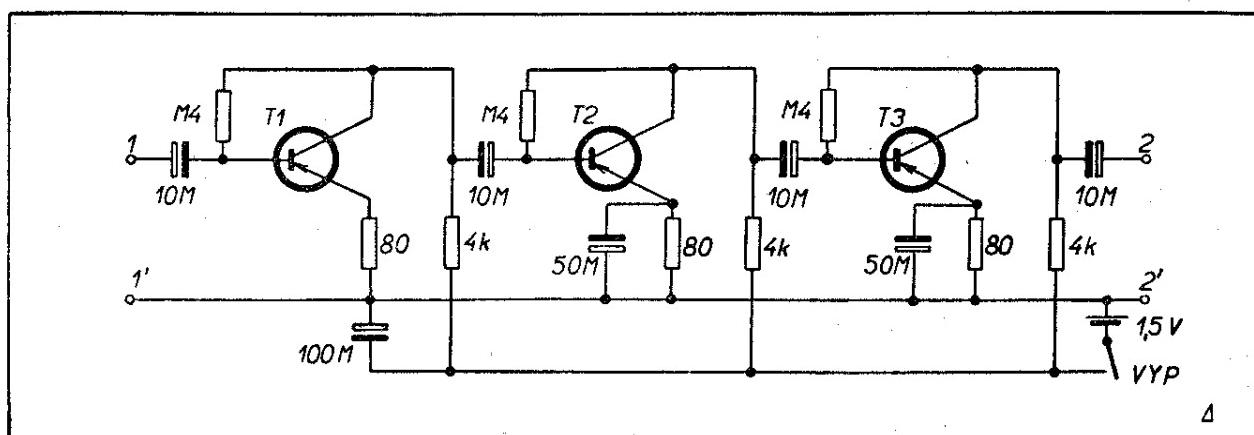
Srovnáním všech tří popsaných schémat zjistíme, že nejvhodnější je na obr. 22 a 23. Schema na obr. 23 je mimo to stabilisováno a částečně i zbaveno harmonického skreslení účinkem záporné zpětné vazby v emitoru.

Zbývá konečně zmínit se o volbě pracovního bodu. Rozhodujícím činitelem je velikost procházejícího signálu. Z daného vstupního napětí  $u_i$  vypočteme velikost signálu ve výstupním, zpravidla kolektorovém obvodu. Napětí kolektoru

$U_k$  proti společné elektrodě (na př. bázi na obr. 20) volíme tak, aby bylo alespoň 1,5 až 2krát větší než maximální amplituda napětí zesíleného signálu. Totéž platí o proudu kolektoru a všech ostatních elektrod.

Podle vazby mezi jednotlivými stupni rozdělujeme odpovídající transformátorové vázané zesilovače. U zesilovačů s odpovídající vazbou nelze obvykle dosáhnout správného přizpůsobení zdroje a zátěže. Protože vstupní odpor transistorového předzesilovače je velmi nízký proti charakteristické výstupní impedanci, pracuje předchozí předzesilovací stupeň prakticky nakrátko. Kolektorové „pracovní“ odpory slouží tedy k nastavení pracovního bodu a volíme je tak, aby spotřebovaly jen málo z výstupního výkonu. Kolektor musí odevzdat hlavní část svého výkonu do vstupu dalšího transistoru. Výkonový zisk odpovídajícího předzesilovače je proti teoreticky možné hodnotě velmi malý. Typický zesilovač s odpovídajícími předzesilovači vidíme na obr. 24. Výkonový zisk v pásmu 100–5000 Hz se pohybuje kolem 60 dB.

V zesilovačích s transformátorovou vazbou je možno navzájem přizpůsobit výstupy vstupu navazujících předzesilovačů. Pak je možné, aby každý stupeň pracoval s úplným využitím nejvyššího výkonového zisku. Vazební transformátory navrhujeme stejně jako v elektronkových obvodech. Reaktance jednotlivých vinutí musí být při nejnižším zesilovaném kmitočtu 2 až 3krát menší než



24. Odpovídající zápornou zpětnou vazbou

hodnota příslušné charakteristické impedance [14]. Přenášené výkony a synchronizace jsou nepatrná, takže lze použít nejmenších transformátorových jader.

Pro předzesilovací stupně volíme transistory o malé kolektorové ztrátě a vysokém výkonovém zesílení. Jsou to na př. 4NU40, 4NU70, Π1Γ, Π1Ε, OC70, 2N43 a pod.

## 7. Stabilisace a nastavení pracovního bodu

Stejnosměrné i přenosové vlastnosti transistoru silně závisí na teplotě. Je to způsobeno v první řadě exponenciálním vzrůstem zbytkového kolektorového proudu  $I_{ko}$ , jak již bylo dříve popsáno v odst. 4.2. V zapojení se společnou bází není výsledná změna  $I_k$  kritická a není třeba zvláštních opatření. V zapojení se společným emitorem je kolísání  $I_k$  velmi značné a může dokonce ohrozit i samotný transistor. Pro potlačení tohoto kolísání se proto používá t. zv. stabilizačních obvodů. Jeden z nich, nejčastěji používaný, bude v tomto odstavci popsán.

Základní schema s vyznačenými stejnosměrnými proudy a napětími vidíme na obr. 25. Stejnosměrnému proudu  $I_k$  stojí v cestě ohmická složka zatěžovací impedance, označená  $R_z$ . V případě transformátorové vazby je to ss odporník vinutí, v případě vazby odporové je to přímo zatěžovací odpor. Báze je napájena pomocí dvou ohmických odporek  $R_2, R_3$ . K napájení všech elektrod je potřebí jediné baterie (nebo jiného zdroje) o napětí  $U_k'$ . Při výpočtu stabilizačního

účinku tohoto obvodu předpokládáme, že

1.  $U_{ke}$  je nastaveno v té pracovní oblasti, kde má jen malý vliv na  $I_k$  (viz obr. 14 a příslušný výklad).

2. Napětí  $U_{be}$  je velmi malé (v praxi skutečně  $U_b < 0,1$  V).

Měřítkem kolísání kolektorového proudu  $I_k$  při změně  $I_{ko}$  bude tak zvaný činitel stabilisace  $S$ , který definujeme

$$S = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_{ko}} \quad (23)$$

jako poměr celkové změny  $I_k$  ke změně  $I_{ko}$ , jež ji vyvolala. Čím bude tento činitel stabilisace menší, tím dokonalejší stálosti pracovního bodu bude dosaženo. Známe-li  $\alpha_b$  ve zvoleném pracovním bodě a  $I_{ko}$  při zvoleném  $U_k$ , můžeme pro jednotlivé stabilizační odpory odvodit tyto vztahy

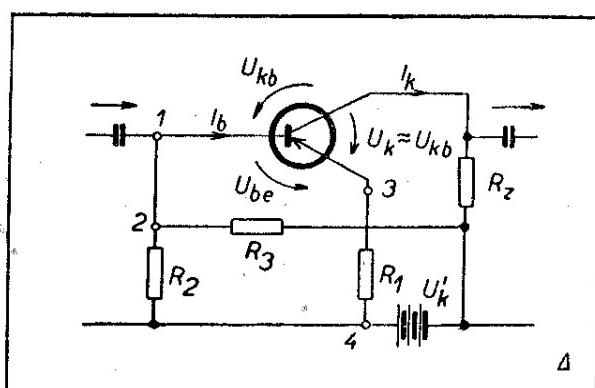
$$R_1 = \frac{\alpha_b (U_k' - R_z I_k - U_k)}{I_k - I_{ko}} \quad (24)$$

$$R_3 = \frac{U_k' (S - 1)}{I_k - S \cdot I_{ko}} \quad (25)$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_3 (S - 1)}{R_3 S \cdot \alpha_b - (S - 1) \cdot (R_1 + R_2)} \quad (26)$$

V praxi bývá zvykem volit  $S = 5$  až 10 u běžných zesilovačů a 2 až 5 u zesilovačů s velmi dobrou stabilisací. Všeobecně platí, že čím zvolíme činitel stabilisace  $S$  menší, tím většího ztrátového příkonu si vyžádají pomocné odpory a tím klesá účinnost celého zesilovače. Dobrá stabilisace je tedy na druhé straně vyvážena zvýšením příkonu.

S hlediska přenosu střídavého signálu se nám pomocné odpory uplatňují rušivě a mění charakteristiky transistoru. Při použití odporové vazby je na př. nutno dbát toho, aby odpory  $R_2$  a  $R_3$  byly dostatečně velké proti vstupní impedance báze. Mimo to je nutné blokovat body 3, 4 dostatečně velkým kondenzátorem (zpravidla 5 až 50  $\mu F$ ), aby odpor  $R_1$  nepůsobil nežádoucí zápornou zpětnou vazbu. Při použití transformátorové vazby zapojíme sekundární vinutí vstupního transformátoru mezi body 1, 2. Dále je nutno zkratovat pro střídavý signál body 2 a 3. Stačí mezi ně



25. Stabilisace pracovního bodu

připojit jediný kondensátor nebo zkrotovat body 2, 4 a 3, 4 dvěma kondensátory. Podle zkušeností získaných praktickými pokusy lze říci, že nastavení pracovního bodu popisovaným způsobem, který byl převzat z pramenu [15] a [19], je jen velmi přibližné. Požadovaného stabilizačního účinku je však zpravidla dosaženo.

V některých jednodušších přístrojích se používá ke stabilisaci a nastavení pracovního bodu jediného odporu  $R_s$ , zapojeného mezi „živý“ konec pracovního odporu a bázi. Jeho hodnotu vypočteme jako podíl napětí kolektoru  $U_k$  a potřebného proudu báze  $I_b$  (obvykle od 100 do 500 k $\Omega$ ). Čtenáři se s ním již seznámili v odporově vázaném zesilovači na obr. 24. Některé další možnosti stabilisace pracovního bodu nalezne zájemce v podrobnejších pramezech [15], [16], [18], [19].

## 8. Šum transistorů

Důležitým činitelem, který do nedávné doby vadil použití transistorů v citlivých zesilovačích, byl jejich vysoký šum, který vzniká uvnitř samotného polovodiče a ruší zesilovaný signál. Teprve v minulém roce se objevily v literatuře zprávy o transistorech, jejichž šum je srovnatelný nebo dokonce lepší než šum nejlepších elektronek. Šum transistorů se zásadně liší od t. zv. „bílého“ šumu nebo šumu thermického. Výkon šumu transistoru na jednotku šíře kmitočtového pásma je nepřímo úměrný kmitočtu. Znamená to tedy, že tentýž výkon šumu, který jsme naměřili v pásmu 150 až 300 kHz, naměříme v pásmu 150 až 300 Hz nebo 1,5 až 3 kHz. Proto je nesnadné navrhnut a sestrojit citlivý transistorový zesilovač s proudem nebo napětím.

Měřítkem šumu transistorů je t. zv. míra šumu  $F_o$ , jež se udává v decibelech. Je to desateronásobek dekadického logaritmu celkového šumového výstupního výkonu na zatěžovací impedanci k oné části výstupního šumového výkonu, jež vznikla zesílením thermického šumu rezistence zdroje zesilovaného signálu. Šum samotné zatěžovací impedance se přitom považuje za velmi malý a zanedbává se. Míra šumu se vztahuje a

udává na šíři pásma 1 Hz a kmitočet 1 kHz při teplotě 20 °C. Znamená to tedy, že čím větší je míra šumu transistoru, tím méně se hodí pro citlivé předzesilovače. Běžné transistory mají míru šumu kolem 15 až 30 dB. Některé speciální typy však dosahují i 3 až 5 dB.

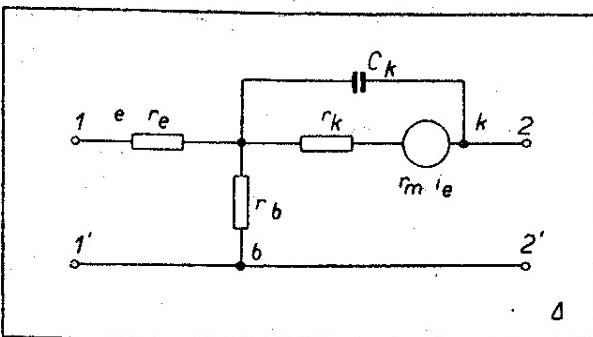
Šum transistoru vzniká jednak v kolektoru a je úměrný napájecímu napětí  $U_k$ . Ona složka šumu, jež vzniká v emitoru, nezávisí na  $U_k$ , avšak mírně stoupá s  $I_e$ . Je proto nutné, aby první předzesilovací stupeň pracoval s malými napájecími proudy a napětími (na př.  $U_k = -2$  V;  $I_e = 0,5$  mA).

Všeobecně možno říci, že pro malé napětí kolektoru  $U_k$  převládá šum emitoru, pro větší  $U_k$  převládá šum kolektoru. Šumy transistoru závisí v malé míře i na ohmické složce uvnitřní impedance generátoru signálu. Proto se doporučuje volit  $Z_g$  v absolutní hodnotě od 500 do 1000  $\Omega$ . Vznik šumových napětí transistoru vadí zvláště v prvním předzesilovacím stupni, kde je signál nejmenší. Proto k osazení tohoto stupně volíme transistory s nejmenší mírou šumu  $F_o$  (na př. П1Г).

## 9. Vysokofrekvenční zesilovače

Zesílení elektronkových zesilovačů na velmi vysokých kmitočtech klesá. Je to způsobeno uvnitřními kapacitami elektrod a konečnou rychlostí elektronů, pohybujících se mezi katodou a anodou. S obdobným zjevem se setkáváme i u transistorových zesilovačů, avšak již na kmitočtech mnohem nižších. Tak na př. vysokovonné transistory s kolektorovou ztrátou 10 až 20 W mohou být dnes stěží použity pro pásmo akustických kmitočtů. Pokles zisku transistorových zesilovačů na vysokých kmitočtech působí dva činitelé: jednak pokles proudového zesílení nakrátko a dále kolektorová kapacita  $C_k$ , přemostující odpor a závislý zdroj kolektoru v náhradním schématu. V našem informativním výkladu zanedbáme kapacitu emitoru, o které se zájemce dočte v pramenu [24].

V obecném případě možno pro proudový zesilovací činitel nakrátko při



26. Náhradní schema transistoru s kolektorskou kapacitou

vysokém kmitočru  $\alpha_{bvf}$  udat závislost

$$\alpha_{bvf} = \frac{\alpha_b}{1 + j \frac{f}{f_{ab}}} \quad (27)$$

kde  $\alpha_b$  je proudový zesilovací činitel, zjištěný na nízkých kmitočtech,  $f_{ab}$  mezní kmitočet proudového zesílení nakrátko,  $f$  kmitočet, při kterém  $\alpha_{bvf}$  zjištujeme.

Na první pohled je zřejmé, že pro  $f = f_{ab}$  bude

$$\alpha_{bvf} = \frac{\alpha_b}{1 + j \cdot 1} = \frac{\alpha_b}{\sqrt{2} \cdot e^{j45^\circ}} = 0,7 \alpha_b \cdot e^{-j \cdot 45^\circ}$$

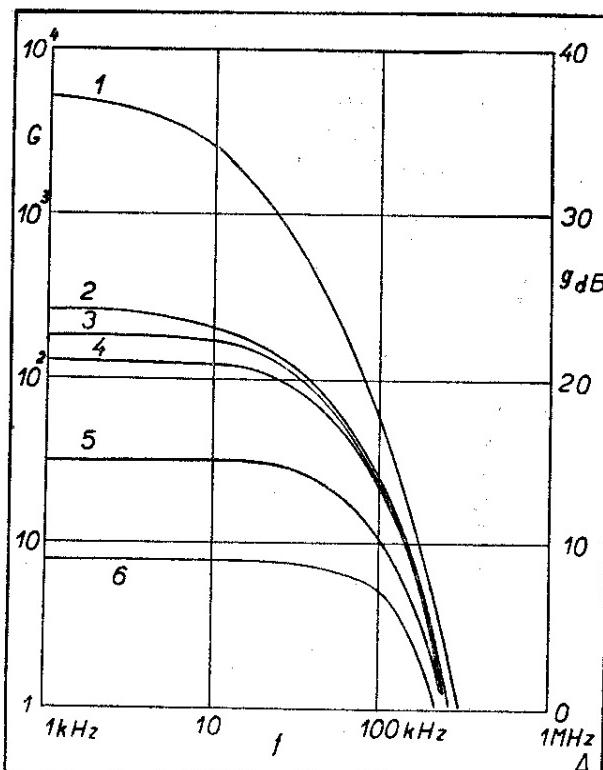
absolutní hodnota  $|\alpha_{bvf}| = 0,7 \alpha_b$ , t. j. bude o 3 dB menší. Tímto způsobem je právě mezní kmitočet  $f_{ab}$  definován. Pokles proudového zesílení je provázen i přídavným fázovým posuvem, který při  $f = f_{ab}$  je asi  $-45^\circ$ . Tento přídavný fázový posuv velmi znesnadňuje návrh transistorových zesilovačů se zpětnou vazbou a zhoršuje jejich stabilitu. Mezní kmitočet proudového zesílení nakrátko transistoru v zapojení se společným emitem je

$$f_{ae} = f_{ab} (1 - \alpha_b) \quad (28)$$

mnohokrát menší než mezní kmitočet téhož transistoru v zapojení se společnou bází. Tak na př. pro transistor s  $\alpha_b = 0,98$  a  $f_{ab} = 500$  kHz vypočteme ze vzorce (28)  $f_{ae} = 10$  kHz. Jak již bylo naznačeno dříve, je pokles proudového zesílení způsoben rozdílnou dobou, jež jednotlivé nosiče nábojů potřebují k přechodu s emitoru na kolektor.

Dalším důvodem poklesu zisku na vyšších kmitočtech je kapacita kolektoru  $C_k$  (obr. 26). Tato kapacita zmenšuje výstupní impedanci i převodový odpor závislého zdroje  $r_m$ . A protože  $r_m \approx \alpha_b \cdot r_k$ , má pokles  $r_m$  za následek další přídavný pokles proudového zesílení. Mimo pokles absolutních hodnot má i  $C_k$  vliv na fázový posuv zesilovaného signálu. Kapacita kolektoru  $C_k$  bývá v obsažnějších cenících uvedena a pochybuje se od 1 do několika set pF. Všeobecně možno říci, že kapacita kolektoru je nepřímo úměrná kolektorovému napětí.

Vliv kolektorové kapacity lze do jisté míry vyloučit volbou vhodné zatěžovací impedance. Čím menší zatěžovací impedanci volíme, tím širší kmitočtové pásmo můžeme zesilovat. Na obr. 27 jsou vyznačeny křivky výkonového ze-



27. Vliv zatěžovací impedance a kmitočtu na výkonové zesílení

1. spol. emitor;  $Z_z = 50 \text{ k}\Omega$ ,
2. spol. báze;  $Z_z = 80 \text{ k}\Omega$ ,
3. spol. báze;  $Z_z = 50 \text{ k}\Omega$ ,
4. spol. báze;  $Z_z = 32 \text{ k}\Omega$ ,
5. spol. báze;  $Z_z = 10 \text{ k}\Omega$ ,
6. spol. báze;  $Z_z = 1 \text{ k}\Omega$ .

sílení pro transistor 4NU40. Křivka 1 platí pro společný emitor a zatěžovací impedanci  $Z_z = 50 \text{ k}\Omega$ . Nevýhodou je rychlý pokles zesílení v pásmu akustických kmitočtů do 10 kHz. Jen snížením zatěžovací impedance lze rozšířit pásmo, ovšem za cenu sníženého zesílení. Stejného výsledku dosáhneme i pro vyšší zatěžovací impedanci v zapojení se společnou bází. Naznačuje to křivka 2, jež přísluší zatěžovací impedance 80 k $\Omega$ . Rozšíření pásmo přináší snížení zatěžovací impedance, jak vidíme na křivkách 3 až 6. Na každé z křivek můžeme rozpoznat pásmo účinného zesílení, kde pokles proti nízkým kmitočtům není větší než 3 dB. Pak se začíná uplatňovat kapacita kolektoru, jež působí pokles zisku asi o 6 dB na oktavu. Brzy se však sklon křivek zvyšuje. Je to účinkem poklesu proudového zesílení nakrátko. Tento pokles již nelze snižováním pracovního odporu prakticky zamezit. Proto je nutné používat ve vf zesilovačích transistory s vysokým mezním kmitočtem.

Kapacita kolektoru se též rušivě uplatňuje v laděných zesilovačích, kde se přičítá k vlastní kapacitě obvodu a posunuje jeho resonanční kmitočet (na př. mf zesilovače). Dnešní běžné nf transistory s kolektorovou ztrátou 50 mW mají  $C_k$  od 30 do 100 pF, výkonové transistory s kolektorovou ztrátou několika wattů mají  $C_k$  od 200 do 500 pF. Teprve v nedávné době se podařilo vyrobit speciální vf transistory s  $C_k < 1 \text{ pF}$ .

## 10. Výkonové zesilovače

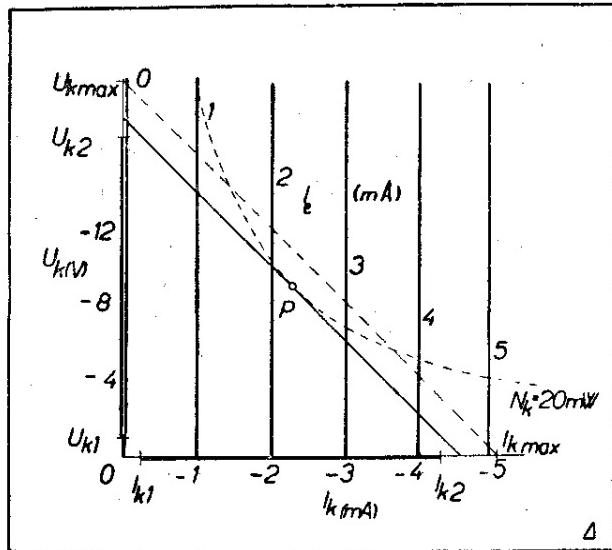
V předzesilovacích stupních je amplituda signálu malá proti ss prouďům a napětím daným polohou pracovního bodu. Ze stejnosměrných charakteristik jsou tedy využity jen krátké úseky, kde rozdíl křivosti je velmi malý. Pak je možno v okolí pracovního bodu nahradit křivou charakteristiku přímkou, považovat transistor za lineární čtyrpól. Proto je možné předzesilovače řešit početně použitím střídavých charakteristik. Ve výkonových stupních je amplituda signálu veliká a zasahuje i do silně zakřivených částí ss charakteristik. Během jediného cyklu se mění hodnoty střídavých charakteristik, takže početní

řešení takového zesilovače je nepřesné. Zde je nutno použít grafické metody, vycházející ze změrených ss charakteristik.

Největší skreslení signálu nastává ve vstupním obvodu. Nasvědčuje tomu i značné zakřivení vstupních ss charakteristik na obr. 10 a 15. Ukažme si příklad takového řešení na výkonovém zesilovači v zapojení se společnou bází, osazeném plošným transistorem 4NU40. V obr. 28 jsou nakresleny výstupní charakteristiky naprázdno. Čárkovana hyperbola  $N_k$  vyznačuje oblast, ve které smí ležet pracovní bod, aniž by kolektorová ztráta přestoupila přípustných 20 mW. Na osách jsou vyznačeny maximální hodnoty kolektorového proudu  $I_{kmax} = -5 \text{ mA}$  a napětí  $U_{kmax} = -20 \text{ V}$ .

Existuje několik metod, jak postupovat při stanovení optimální zatěžovací impedance  $Z_z$ , která by nám zajistila nejvyšší možný výstupní výkon  $N_z$  zesíleného signálu. V nejjednodušším případě postupujeme tak, že spojíme body  $U_{kmax}$  a  $I_{kmax}$  a rovnoběžně s touto (čárkovou) přímkou vedeme tečnu k hyperbole  $N_k$ . Bod dotyku  $P$  je pak pracovním bodem zesilovače a sklon tečny udává velikost zatěžovací impedance. V našem případě  $Z_z = -18 \text{ V}/-4,5 \text{ mA} = 4 \text{ k}\Omega$ .

Výstupní charakteristiky transistoru jsou téměř v celé pracovní oblasti přímé



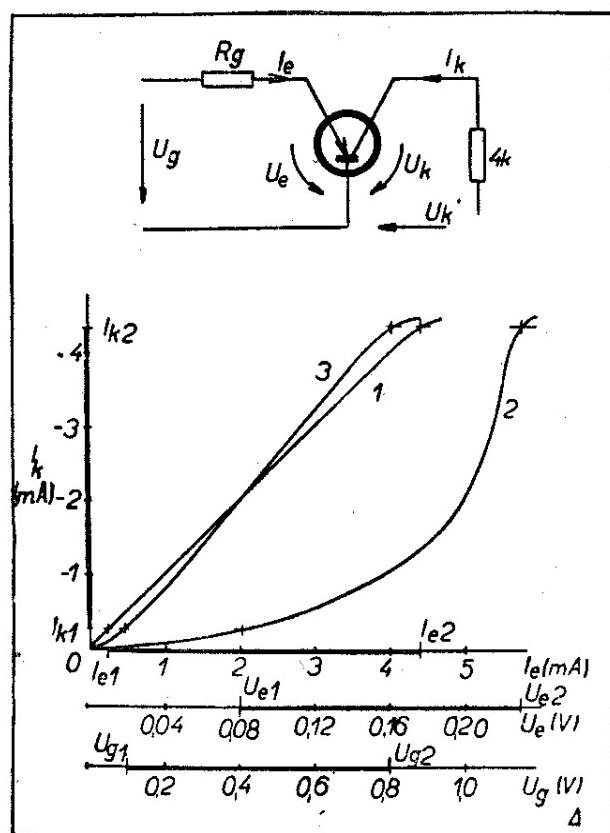
28. Volba pracovního bodu a zatěžovacího odpisu

a vzájemně rovnoběžné. Podrobným sledováním vlivu střídavého budicího proudu emitorem  $i_1$ , který se přičítá a odečítá od ss proudu  $I_e$  na proud kolektoru zjistíme, že i při velkém rozkmitu signálu  $i_2$  věrně sleduje  $i_1$ . Je-li budicí proud  $i_1$  sinusový, je sinusový i proud kolektorovým obvodem  $i_2$  stejně jako napětí  $u_2$  na kolektorové zátěži.

Daleko složitější je však vztah mezi okamžitým napětím a proudem emitoru. Ze vstupní charakteristiky nakrátko na obr. 29 vidíme, že vztah mezi proudem a napětím emitoru je zcela nelineární. Tak na př. ke zvýšení proudu od 0 do 1 mA je třeba zvýšení napětí emitoru z 0 do 0,125 V. Avšak pro stejný přírůstek proudu z 1 do 2 mA je třeba jen 0,035 V. Kdybychom tedy emitor napájeli z tvrdého napěťového zdroje, který by udržoval pevné sinusové napětí, bude proud emitem skreslen. Jeho spodní půlvlny budou zmenšeny, zatím co druhé horní půlvlny budou neúměrně zvětšovány. A protože kolektorový proud je buzen emitorovým proudem, přenese se skreslení i do kolektorového, výstupního obvodu.

Aby byl proud emitoru lineárně úměrný vnitřnímu napětí budicího zdroje, musíme emitoru předřadit pomocný odpor nebo zvýšit vnitřní odpor zdroje. Pokud tento vnitřní odpor zdroje bude větší než vstupní odpor emitoru, odpovídá proud emitoru věrně budicímu napětí a zesílený signál ve výstupním obvodu je neskreslen.

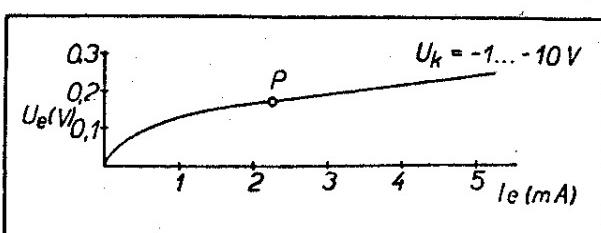
Na obr. 30 je znázorněna závislost proudu kolektoru na proudu a napětí emitoru. Jednotlivé body těchto křivek mohou být buď odvozeny z obr. 28 na 29 nebo přímo změřeny podle zapojení na obr. 30. Do kolektorového obvodu je



30. Stanovení přípustného rozkmitu signálu  
 Křivka 1: závislost  $I_k$  na  $I_e$   
 2: závislost  $I_k$  na  $U_e$  ( $I_k$  na  $U_g$ ;  
 $R_g = 0$ )  
 3: závislost  $I_k$  na  $U_g$  ( $R_g = 100 \Omega$ )

připojen zatěžovací ohmický odpor  $4 \text{ k}\Omega$  a napětí vnějšího kolektorového zdroje  $U_k'$  je nastaveno tak, aby napětí mezi kolektorem a bází  $U_k$  stejně jako všechny ostatní proudy a napětí odpovídaly zvolenému pracovnímu bodu  $P$  (t. j.  $U_k = -9 \text{ V}$ ,  $I_k = -2,25 \text{ mA}$ ,  $U_e = 0,17 \text{ V}$ ). Pak při změně emitorového proudu odečítáme proud kolektoru. Zjištěná závislost je znázorněna křivkou 1 v obr. 30. Jak již bylo dříve odvozeno z charakteristik výstupních, je proud kolektoru obrazem proudu emitoru. Křivka 2 znázorňuje vztah mezi napětím na emitoru  $U_e$  a proudem kolektoru  $I_k$ . Ze zakřivení je zřejmé nebezpečí vzniku vyšších harmonických. Výstupní signál bude skreslen.

Jestliže však do serie se zdrojem emitorového napětí připojíme pomocný odpor  $R_g$ , představuje nám  $R_g$  vnitřní odpor budicího generátoru a vnější napětí



29. Vstupní charakteristika nakrátko (spol.  
 báze)

$U_g$  jeho vnitřní napětí (záporně vzatou emsu). Změříme-li nyní závislost tohoto vnitřního napětí  $U_g$  a kolektorového proudu  $I_k$  (křivka 3), vidíme, že závislost je ve většině své délky dostatečně lineární. Kolektorový proud bude (zdánlivě) řízen vnitřním napětím generátoru. I když bude napětí na samotném emitoru skresleno, zachová si proud emitoru i kolektoru správný tvar.

Na obr. 31 jsou informativní průběhy střídavých proudů a napětí na generátoru ( $u_g$ ), emitoru ( $i_1$ ,  $u_1$ ) a kolektoru ( $i_2$ , napětí  $u_2$ ) na zatěžovací impedanci  $Z_z$ .

Je tedy zřejmé, že hlavním zdrojem skreslení ve výkonovém transistorovém zesilovači v zapojení se společnou bází je jeho emitor. Harmonické skreslení lze zmenšit vhodnou volbou vnitřní impedance generátoru. Čím bude tato impedance vyšší, tím menší harmonické skreslení bude zesilovač vykazovat. Zvyšováním vnitřní impedance generátoru se však zmenšuje výsledný výkonový zisk zesilovače. Část vstupního budicího výkonu se totiž ztrácí ve vnitřní impedance generátoru. Jestliže je vnitřní impedance generátoru vysoká (přes  $100 \Omega$  u transistorů s malou kolektorovou ztrátou), postačí sama k linearisaci vstupního obvodu. Je-li menší, zařadíme ji do série pomocný odpor  $R_g$  od 50 do  $100 \Omega$ .

Z grafů lze odvodit i velikosti jednotlivých výkonů signálu a případně i výkonový zisk.

Nejprve je nutno stanovit nejvýše přípustný rozkmit vstupního napětí  $U_g$  (resp.  $u_1$ ) s ohledem na zakřivení konců křivky 3 na obr. 30. V našem případě bude nejmenší možné napětí  $U_{g1} = -0,1$  V a nejvyšší možné napětí  $U_{g2} = -0,8$  V. Příslušný rozkmit kolektorového proudu je dán body  $I_{k1} = -0,25$  mA a  $I_{k2} = -4,25$  mA a emitorového od  $I_{e1} = 0,25$  mA do  $I_{e2} = 4,3$  mA. Tomu odpovídá v obr. 20 rozkmit kolektorového napětí  $U_k$  od  $U_{k1} = -1$  V do  $U_{k2} = -17$  V.

Pak výstupní výkon signálu

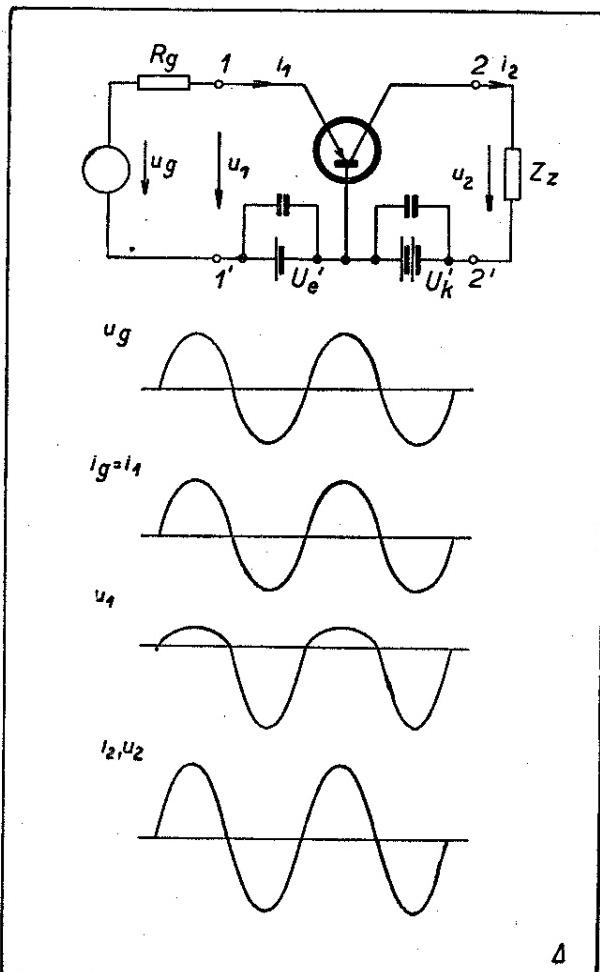
$$N_2 = \frac{U_{k1} - U_{k2}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{k1} - I_{k2}}{2\sqrt{2}} = 8 \text{ mW.}$$

K vybuzení transistoru je třeba

$$N_1 = \frac{U_{e2} - U_{e1}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{e2} - I_{e1}}{2\sqrt{2}} = 76 \mu\text{W.}$$

Výkonový zisk  $g = 10 \cdot \log N_2/N_1 = 20,2$  dB. Zesilovač je schopen odevzdat do zátěže poměrně značný výkon, avšak jeho výkonový zisk je malý. Účinnost  $\eta$  vypočteme jako poměr výstupního výkonu  $N_2$  ke kolektorové ztrátě  $N_k$ . V našem případě  $\eta = N_2/N_k = 40\%$ .

Při návrhu výkonového zesilovače v zapojení se společným emitorem postupujeme zcela obdobně. Bývá však třeba kontrolovat, zda symetrickému rozkmitu napětí generátoru kolem kladového pracovního bodu odpovídá symetrický rozkmit proudu báze a kolektoru. V případě, že tomu tak není, změníme podle potřeby polohu pracovního bodu. Návrh dvojčinných transistorových stupňů je popsán v pramenu [19].



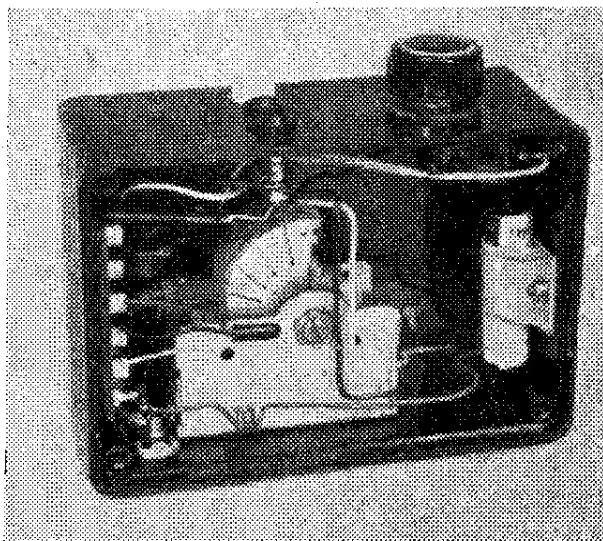
31. Průběhy proudů a napětí transistorového zesilovače

Je samozřejmé, že výstupní impedance  $Z_z$  není ve většině případů do kolektoru obvodu zapojena přímo, nýbrž prostřednictvím výstupního transformátoru o vhodném impedančním převodu.

## 11. Praktické návody

Jako ukázku použití transistorů bude nyní uveden popis několika nejjednoduších přístrojů.

Na obr. 32 vidíme zapojení přijimače s krystalovým detektorem a nf transistovým zesilovačem. Zapojení vf obvodu  $C_1 - L_1$  spolu s krystalovou diodou  $D$  je zcela běžné. S ohledem na vyšší selektivitu je však použita cívka  $L_1$  pro přímozesilující přijimače. Ladící vinutí této cívky je připojeno k otočnému kondenzátoru  $C_1$ . Dobrou venkovní antenu připojujeme na živý konec antenního vinutí  $A_1$ . Krátkou nebo nouzovou antenu připojíme přímo na ladící vinutí do zdírky  $A_2$ . Uzemnění připojíme do zdírky  $Z$ . Usměrněný signál budí bázi zatěžovacího transistoru  $T_1$ . V jeho kolektorovém obvodu jsou připojena sluchátka  $S_1$ . Kolektorový proud v tomto zapojení není prakticky stabilisován. Klidový proud báze je řízen velikostí odporu  $R_1$ . Protože spád napětí mezi bází a emitorem je malý, je  $I_b$  dán podílem napětí zdroje a odporu  $R_1$ . V našem případě  $I_b = 1,5 \text{ V} / 0,4 \text{ M}\Omega = 4 \mu\text{A}$ . K osazení tohoto nf zesilovače se prakticky hodí jakýkoli dobrý plošný tran-



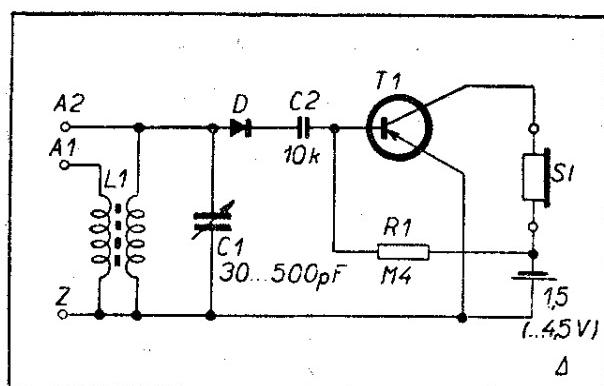
33. Pohled na krystalový přijimač

sistor. Při použití transistoru 4NU40 je výkonový zisk asi 30 dB.

Připojením nf zesilovače za krystalový detektor se citlivost přijimače příliš nezvýší. Je v principu dána neschopností diody usměrnit nejslabší vf signály. Nf zesilovač však umožní dobrý příjem několika nejbližších stanic na sluchátka a v některých případech i na reproduktor. Hlavní výhodou transistorového zesilovače je jeho nízká spotřeba. Celkový odběr z vestavěného článku 1,5 V je asi 0,6 mA. Životnost zdroje je spíše omezena vnitřními chemickými pochody než vybitím. Na obr. 33 vidíme uspořádání celého přijimače, vestavěného do bakelitové krabičky B6 i s tužkovým článkem.

Na obr. 34 je uvedeno schéma transistorového předzesilovače. V zahraničních časopisech bývá doporučován jako nejlevnější a nejjednoduší prostředek ke zvýšení zisku nf stupňů rozhlasových přijimačů. Často se totiž stává, že zesílení těchto nf stupňů je poměrně malé a nestačí k reprodukci gramofonových desek magnetickou přenoskou. Doplnění přijimače další elektronkou je pracné a vyžaduje mechanických i elektrických zásahů do přijimače. Při použití zvláštního předzesilovače je nutné jej napájet žhavicím i anodovým proudem.

Naproti tomu transistorový předzesilovač o zisku asi 20 až 25 dB je napájen z jediného monočlánku 1,5 V, může být



32. Krystalový přijimač s transistorovým nf zesilovačem  $L_1$  – středovlnná cívka pro zpětnovazební přijimače, použito ladící a antenní vinutí;  $D$  – hrotová germaniová dioda, na př.

INN40

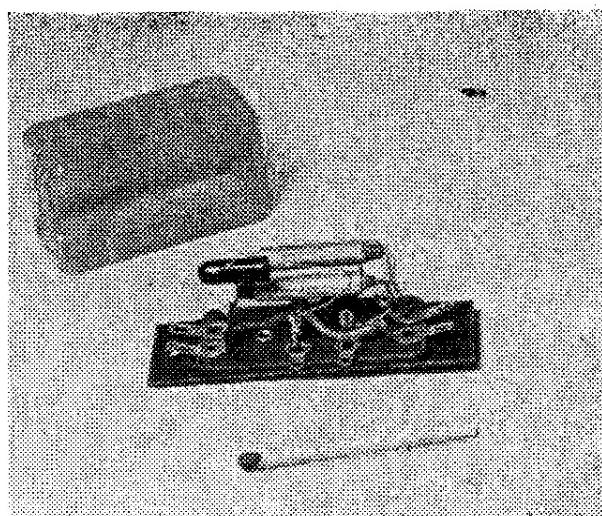
umístěn v krytu nepatrných rozměrů někde pod kostrou gramofonu v těsné blízkosti přenosky (obr. 35). Jedinou nevýhodou je nutnost občasné výměny článku. Vypínání by nepřineslo podstatné zvýšení životnosti. Proto ve schématu není zakreslen vypinač zdroje. Zesilovač je neustále v provozu a jeho odber činí asi 0,15 mA.

Stabilisace pracovního bodu je provedena odporem  $R_1$ . Jestliže se zvýší kolektorový proud, sníží se napětí bodu 4 a tím i proud báze. Zmenšení proudu báze zmenší kolektorový proud, který se vrátí (přibližně) k původní hodnotě. Odporem  $R_1$  se přenáší i nf signál, takže zavádí současně zápornou zpětnou vazbu. Kdybychom proud báze odebírali z bodu 3, zvýšil by se poněkud zisk zesilovače, avšak proud kolektoru by nebyl stabilisován.

Nedokonalá stabilisace odporově vázaných zesilovačů může mít za následek pokles zisku a vzrůst harmonického skreslení za vyšších teplot. Při stoupání ss proudu kolektoru  $I_k$  totiž stoupá úbytek napětí na pracovním odporu a napětí kolektoru se zmenšuje. Rozkmit výstupního napětí zasahuje i do zakřivených částí charakteristik a procházející signál je omezován. Je tedy nutné navrhovat stabilisaci tak, aby i při maximální provozní teplotě bylo napětí kolektoru dostatečně velké.

Zvýšení vstupní impedance předzesilovače dosáhneme podle výkladu v odd. 6 připojením pomocného odporu do obvodu emitoru nebo báze.

Užitečnou pomůckou při zkoušení a sladování přijimačů je t. zv. zdroj sou-

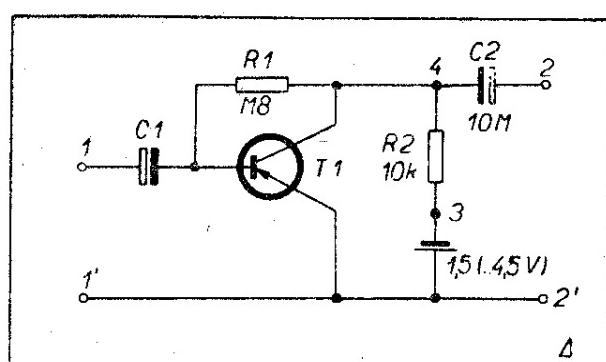


35. Pohled na transistorový předzesilovač

vislého spektra. Je to multivibrátor nebo rázující oscilátor, pracující na základním kmitočtu kolem 1 kHz. Jeho signál je však silně skreslen a obsahuje řadu vyšších harmonických až do kmitočtů řádu MHz. Přivedeme-li takový signál na kterýkoliv stupeň nebo rozsah zkoušeného přijimače, najdou se vždy některé kmitočty, které spadají do přenášeného pásma. Není tedy nutné doladovat signální generátor nebo mít po ruce zdroj vf a nf kmitočtů. Použití zdroje souvislého spektra je dobře známo a bylo již několikráté popsáno i v naší literatuře. Při použití elektronek však vychází váhy a rozměry velké, téměř srovnatelné s rozměry běžného signálního generátoru. Proto byly elektronky nahrazovány mechanickými přerušovači (bzučáky) a zdroj i s potřebnou baťerií byl montován do úhledného pouzdra, podobného doutnavkové zkoušečce.

Na obr. 36 vidíme schéma transistorového multivibrátoru. Jeho funkce je zcela obdobná jako v případě použití dvou elektronek. Hlavní výhodou je tichý chod (proti mechanickému přerušovači) a malé napětí napájecího zdroje.

Na obr. 35 jsme viděli, že rozměry základních součástek (pájecích oček, isolovaných vodičů) jsou srovnatelné s rozměry transistorů. Proto bylo při zhodovení multivibrátoru použito plošných spojů, lepených a leptaných na základní desce z lesklé lepenky. Celé uspo-



34. Transistorový předzesilovač

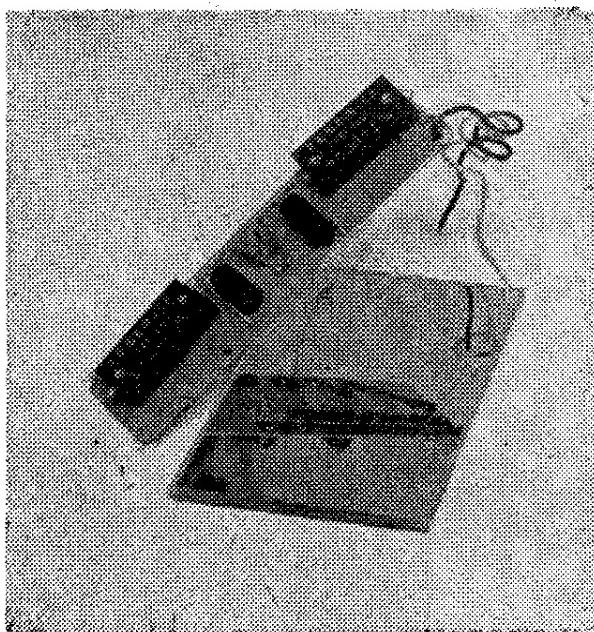
řádání multivibrátoru vidíme na obr. 37. Na horní straně destičky jsou všechny součástky a jejich přívodní dráty jsou prostrkány otvory v základní desce. Na spodní straně destičky jsou plošné spoje (jak je vidět v podloženém zrcátku). Přečnívající vývody součástek jsou odštípnuty a zakápnuty cínem k plošným spojům, zhotoveným z měděné folie 0,05 mm. I když pro zhotovení jednotlivých kusů nepřináší plošné spoje ekonomických výhod, umožní konstrukční zjednodušení přístroje a odstraní některé součástky.

Celá destička multivibrátoru může být zasunuta do kovového pouzdra se zkušebním hrotom, kterým se při zkoušení dotýkáme jednotlivých spojů přijimače nebo zesilovače.

Konečně na obr. 38 je uvedeno schéma jednoduchého přímozesilujícího přijimače, jehož obrázek je na titulní straně. Transistor  $T_1$  pracuje jako audion s detekcí v bázi. Nasazení zpětné vazby se ovládá potenciometrem  $P_1$  — 2 k $\Omega$ .

Jestliže je mezi emitorem a zemí zařazen celý odporník potenciometru, potlačí vznikající záporná zpětná vazba kmity a transistor je stabilní. Zmenšime-li odporník mezi emitorem a zemí, uplatní se vliv kladné zpětné vazby mezi vinutím II a III indukční cívky  $L_1$  a audion se rozkmitá. Největší citlivosti — stejně jako u elektronky — dosáhneme těsně pod bodem kmitání.

Aby byla účinnost celého přijimače co největší, nebyly kolektorové proudy stabilisovány a mezi jednotlivými stupni



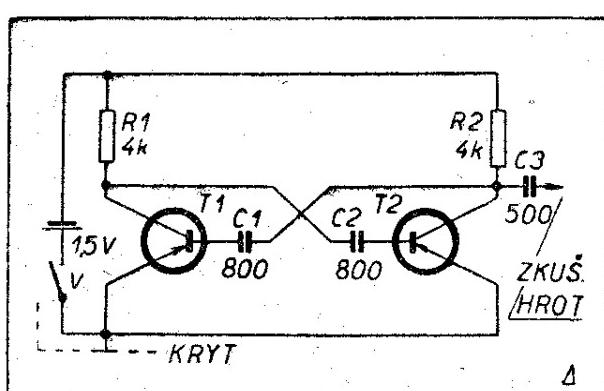
37. Pohled na transistorový multivibrátor s plošnými spoji

bylo všude použito transformátorové vazby. Tím bylo dosaženo zmenšení odberu z baterie 4,5 V na pouhých 12 mA. Celková spotřeba přijimače je tedy asi 50 mW.

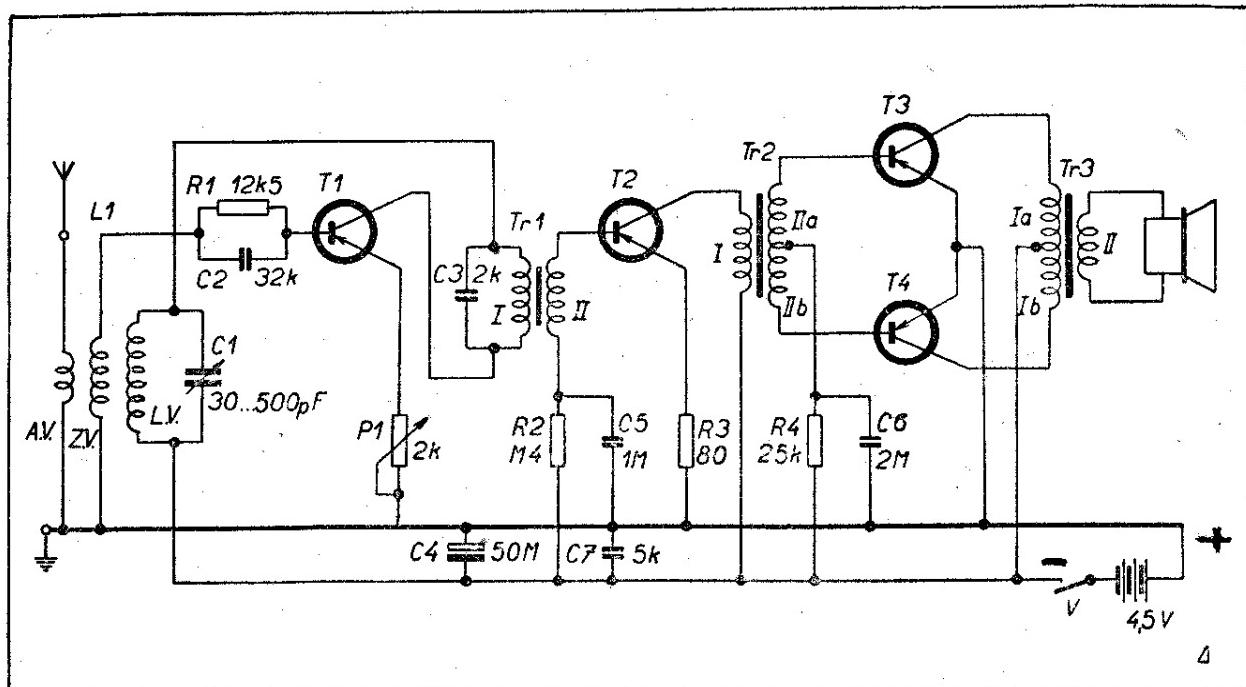
Střídavý výkon nf signálu, odevzdáný dvojčinným stupněm do reproduktoru, je téměř 20 mW. Hlavní potíží, se kterou se konstruktér každého přijimače s transistory setká, je pokles jejich zisku na vyšších kmitočtech. Zatím co vlastnosti transistoru  $T_2$ ,  $T_3$  a  $T_4$  nejsou nijak kritické, musí být kolektorová kapacita  $C_k$  transistoru  $T_1$  co nejmenší a mezní kmitočet proudového zesílení nakrátko co nejvyšší. Dosavadní transistory, jež měla redakce k disposici, se pro výběr zesilovače nehodí. Značná kolektorová kapacita posunula celé přijímané pásmo směrem k nižším kmitočtům (dlouhým vlnám) a pokles zesílení a přidavné fázové pootočení znemožnily nasazování zpětné vazby nad kmitočtem 800 kHz.

Přes tyto nedostatky však sestavený vzorek ukázal výborné vlastnosti transistorů, projevující se zvláště nízkým napájecím napětím a příkonem.

A tak nyní nezbývá než doufat, že v krátké době bude mít i naše veřejnost transistory k disposici.



36. Transistorový multivibrátor



38. Jednoduchý přijímač s transistory  $L_1$  – středovlnná cívka pro zpětnovazební přijímače,  $LV$  – ladící vinutí,  $AV$  – antenní vinutí,  $ZV$  – vinutí zpětné vazby;  $Tr\ 1$  – vinutí I: 2000 záv. smalt. drátu 0,1 mm, vinutí II: 800 záv. smalt. drátu 0,12;  $Tr\ 2$  – vinutí I: 2000 záv. smalt. drátu 0,1 mm, vinutí IIa, IIb: po 1220 záv. smalt. drátu 0,1 mm;  $Tr\ 3$  – vinutí Ia, Ib: po 1800 záv. smalt. drátu 0,1 mm, vinutí II: 100 záv. smalt. drátu 0,5 mm. Pro všechny transformátory se nejlépe hodí miniaturní inkurantní permalloyová jádra Reltr 62, 63 nebo 64. V nouzi vystačíme i s křemíkovými plechy pro M42 a pod. Plechy skládáme střídavě.  $T_1$  – transistor s malou kapacitou kolektoru a vysokým mezním kmitočtem (na př. П1Ж CK 762 a pod.).  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$  – jakékoli dobré transistory o kolektorové ztrátě 25–50 mW (na př. 3NU40, П15, OC70 a pod.).

#### PRAMENY:

- [1] Tauc, Krystalové diody a triody.
- [2] Běljaev a Loginov, Kristaličeskie detektory a usiliteli, Massovaja Radiobiblioteka, sv. 115.
- [3] Fedotov, Kristaličeskie triody, Massovaja Radiobiblioteka, sv. 216.
- [4] Referát o výrobě plošných transistorů difusí, Funktechnik, roč. 1956 č. 23.
- [5] Transistory v elektronických počítačích, Sdělovací technika, roč. 1956, str. 383.
- [6] Referát v Radio und Fernsehen, č. 4, roč. 1956, str. 127.
- [7] Referát v Radio und Fernsehen, č. 2, roč. 1956, str. 691.
- [8] Budinský, Vyhledky transistorů ve sdělovací technice, Slaboproudý obzor, č. 12, roč. 1955, str. 621–623.
- [9] Referát Sdělovací technika, č. 12, roč. 1956, str. 381, z rak. časopisu Radiotechnik, č. 11, roč. 1956.
- [10] Bull. instr. kom. inf., 5–6, 1956, viz též Sdělovací technika 1956, č. 12.
- [11] Oprava chyby při měření napětí běžným ručkovým přístrojem, Sdělovací technika, č. 9, roč. 1953, str. 266.

- [12] Budinský, Statické charakteristiky transistorů, Sdělovací technika, č. 4, roč. 1956, str. 101–105.
- [13] Hlavsa, Základy teorie lineárních elektrických obvodů, Tesla Elektronik, 1954.
- [14] Stránský, Základy radiotechniky, I.
- [15] Budinský, Stabilisace ss pracovního bodu transistorových zesilovačů, Sdělovací technika, č. 6, roč. 1956, str. 171.
- [16] Salow, Hählein, Germaniumeinkristalle für die Transistorfertigung, FTZ, 1954, str. 235–241.
- [17] Jones, Transistors and Other Crystal Valves, Journ. of the Television Society, roč. 1953.
- [18] Shea, Principles of Transistors.
- [19] Shea, Transistor Audio Amplifiers.
- [20] Hrostowski, Intermetallic Semiconductors, Bell. Lab. Record, July 1956, str. 246–250.
- [21] Fink, Transistors versus Vacuum Tubes, Proc. of the IRE, 1956, April, str. 479–482.
- [22] Transistor Mortality, Wireless World, May 1954, str. 249.
- [23] Feldtkeller, Einführung in die Vierpoltheorie.
- [24] Vasseur, Principes des circuits à transistors, Ann. des Radioelectricité, 1955, č. 110, str. 99–162.

# TRANSISTOROVÉ VYSILAČE

Lumír Brabec

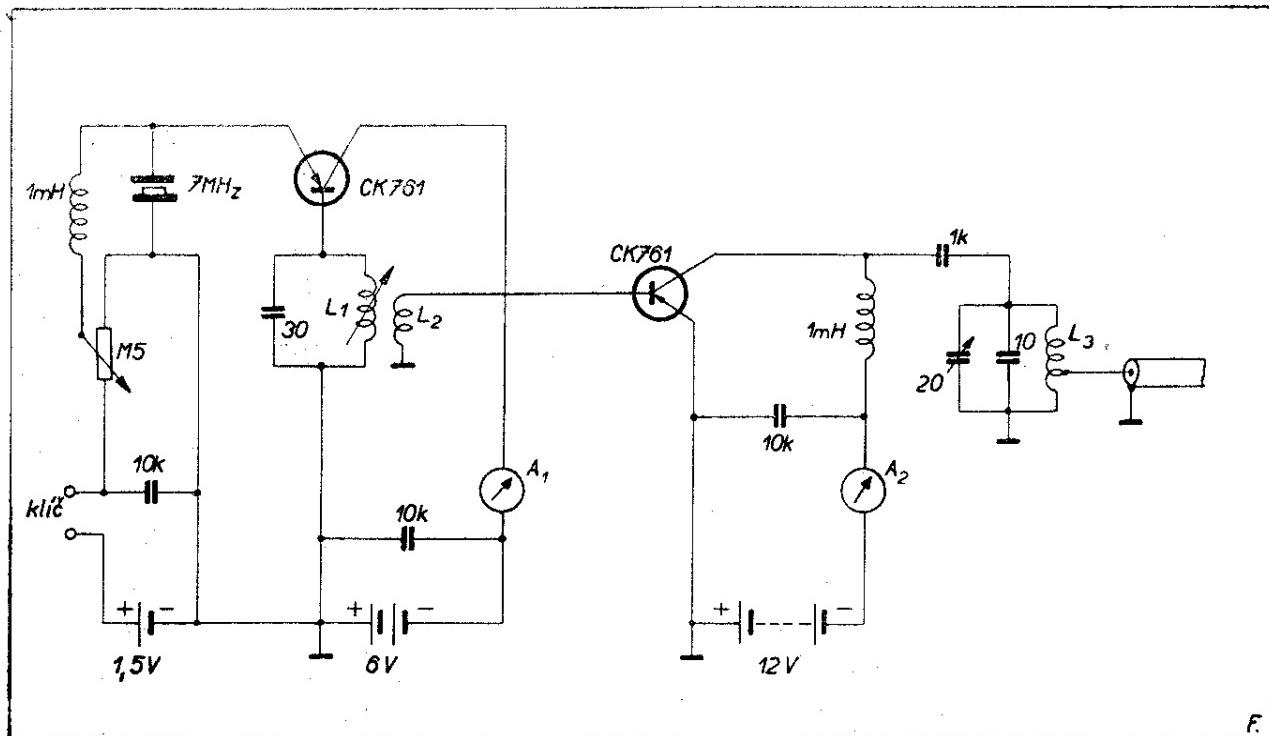
Transistory dosud na našem trhu nemáme, ale snad bude čtenáře zajímat, jaké uplatnění pro ně nalezli američtí amatéři. V zahraničních časopisech se nyní častěji objevují transistorové vysilače, jimiž amatéři navazují na amatérských pásmech spojení na kratší i delší vzdálenosti.

Příkon běžných typů vysokofrekvenčních transistorů bývá řádově desítky mW a užitečný vysokofrekvenční výkon při velmi dobré účinnosti bývá několik mW. Dosavadní zkušeností QRP vysilači vedly amatéry k řadě pokusů, při nichž dosahovali spojení na několik stovek kilometrů. Je však výkon transistoru po stačující pro DX spojení?

Na tuto otázku dali odpověď v říjnu m. r. tři američtí amatéři spojením s Dánskem. Vysilač byl osazen dvěma transistory typu Raytheon 2N113/CK761.

Článek uveřejněný v prosincovém Radio-Electronics nepřináší bližší technické údaje, ale ze snímku vysilače je patrné, že jeden transistor pracuje jako krystalem řízený oscilátor a druhý jako výkonový zesilovač. Z rozdíru obvodů lze soudit, že vysilač pracuje na 7 MHz.

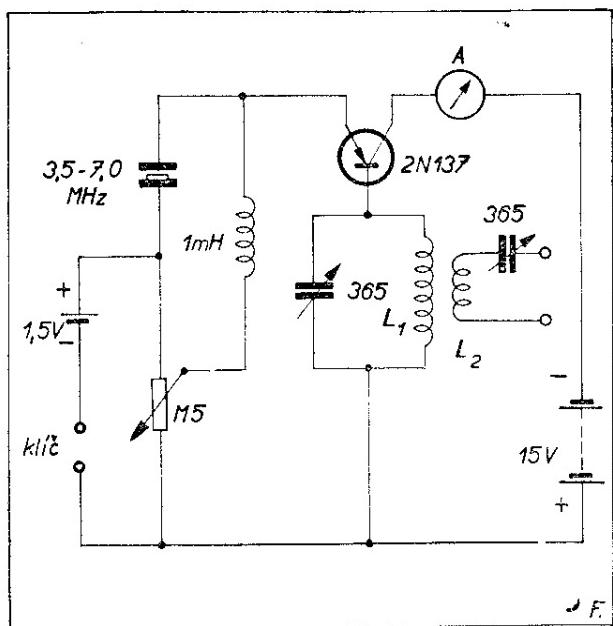
Spojení bylo nejdříve navázáno vysilačem W1OGU a potom byl transistorový vysilač připojen na tutéž vysílací antenu. Kromě tohoto spojení navázali



RADIOVÝ KONSTRUKTÉR SVAZARMU, návody a plánky Amatérského radia. Vydává Svatý pro spolupráci s armádou ve Vydatelství časopisů ministerstva národní obrany, Praha II, Vladislavova 26. Redakce Praha I, Národní tř. 25 (Metro). Telefon 23-30-27. Řídí František SMOLÍK s redakčním kruhem (Josef ČERNÝ, Vladimír DANČÍK, Antonín HALEK, Ing. Miroslav HAVLÍČEK, Karel KRBECK, Arnošt LAVANTE, Ing. Jar. NAVRÁTIL, Václav NEDVĚD, Ing. Ota PETRÁČEK, Josef POHANKA, laureát státní ceny, Antonín RAMBOUSEK, Josef SEDLÁČEK, mistr radioamatérského sportu a nositel odznaku „Za obětavou práci“, Josef STEHLÍK, mistr radioamatérského sportu, Aleš SOUKUP, Vlastislav SVOBODA, laureát státní ceny, Jan ŠÍMA, mistr radioamatérského sportu, Zdeněk ŠKODA, Ladislav ZÝKA). Vychází měsíčně, ročně vyjde 10 čísel. Tiskne NÁše VOJSKO n. p., Praha. Otisk povolen jen s písemným svolením vydavatele. Příspěvky redakce vraci, jen byly-li vyžádány a byla-li přiložena frankovaná obálka se zpětnou adresou. Za původnost a veškerá práva ručí autoré příspěvků. Toto číslo vyšlo 10. dubna 1957.  
A-28135 - PNS 52

*Přehled základních vlastností některých transistorů*

Výrobce	INU40, 70	2NU40, 70	3NU40, 70	4NU40, 70	III A	III B	III G	III D	PIE						
Typ	Č S R				S S S R										
	Ge pnp plošný					Ge pnp plošný									
Prípustné $N_k$ (pri teplotě okolí)		50 mW (20 °C) .. NU70 : 50 mW (50 °C)													
Dosažitelný výkonový zisk		30 dB 33 dB 37 dB 33 dB 33 dB													
Mezní kmitočet $f_{ab}$	100 kHz	200 kHz	300 kHz	350 kHz	vhodné pro zesilování kmitočtů do 100 kHz do 455 kHz										
Doporučený pracovní bod	$U_k = -5 \text{ V}$ ; $I_e = 1 \text{ mA}$				$U_k = -10 \text{ V}$ ; $I_e = 1 \text{ mA}$										
Hodnoty udá- vané výrobcem	$\alpha_b < 0,92$ $r_{22b} > 300 \text{ k}\Omega$	$0,92..0,94$ $> 400 \text{ k}\Omega$	$0,94..0,96$ $> 500 \text{ k}\Omega$	$0,96..0,98$ $> 500 \text{ k}\Omega$	$a_b > 0,9$ $r_k > 300 \text{ k}\Omega$ $r_e \approx 30 \text{ }\Omega$	$0,93..0,97$ $< 400 \text{ }\Omega$ $0,5..1,2 \text{ M}\Omega$ $30 \text{ }\Omega$	$0,93..0,97$ $< 400 \text{ }\Omega$ $> 1 \text{ M}\Omega$ $30 \text{ }\Omega$	$0,96$ $< 600 \text{ }\Omega$ $> 500 \text{ k}\Omega$ $30 \text{ }\Omega$	$0,94..1$ $< 1000 \text{ }\Omega$ $> 300 \text{ k}\Omega$ $30 \text{ }\Omega$						
Míra šumu	25 dB				35 dB	35 dB	18 dB	18 dB	35 dB						
Kapacita kolektoru $C_k$	$< 100 \text{ pF}^1)$														



s tímto vysílačem další: dvakrát Carolina, Ohio, Michigan, Illinois, Puerto Rico, Costa Rica a Anglie. Australský amatér podal nezaručenou zprávu o poslechu, neboť QRM zabránilo dokončení spojení.

V březnovém QST 1956 přináší W1CUT v článku nadepsaném CQ TR popis a schema podobného vysílače, s nímž na 7 MHz s antenou 26 m dlouhou, napájenou laděnou linkou, navázal spojení se sedmi státy USA a nejdelší spojení bylo na vzdálenost 800 mil (1280 km). Schema vysílače je na obr. 1, kde

$L_1 = 5 \div 9 \mu\text{H}$ , laděno ferritovým jádrem,

$L_2$  na společné kostře s  $L_1$ , poměr závitů  $n_2/n_1 = 1/4$ ,

$L_3$  64 záv. na  $\varnothing 13$  mm, 5 závitů na 1 cm, odbočka pro napájení antény  $70 \Omega$  souosým kabelem na 13 závitu od studeného konce. Potenciometr nastavíme tak, aby při stisknutém klíči byl při 6 V  $I_{kol} = 3 \div 4$  mA. Vyladění oscilátoru se projeví náhlou změnou  $I_{kol}$ . Přijímačem zkонтrolujeme, zda oscilátor správně klíčuje bez kliků, po případě doladíme,  $I_{kol}$  však nesmí přestoupit mez max. příkonu 88 mW. Potom obdobně vyladíme koncový stupeň podle  $I_{kol}$  a ten nastavíme zatížením antenou při 12 V na  $5 \div 6$  mA.

Prosincové Radio and Television News přinášejí experimentální transis-

torový vysílač, osazený jedním transistorem 2N137. Schema tohoto vysílače je na obr. 2:

$L_1$  - 32 záv. na  $\varnothing 16$  mm, délka vinutí 51 mm,

$L_2$  - 9 záv. na  $\varnothing 19$  mm, délka vinutí 16 mm.

Obě cívky jsou samonosné a  $L_2$  na  $L_1$ . Oscilátor může kmitat na kmitočtech od 3,5 MHz do 7,5 MHz, to znamená, že obsahne dvě amatérská pásmá. Další podrobnosti nejsou uvedeny.

\*

### Transistory nezničitelné?

Podle výsledků právě dokončených zkoušek oznámili odborníci z oddělení polovodičů společnosti General Electric Co., že transistory v rozhlasových přijímačích a ostatních elektronických zařízeních nebude nutno vůbec vyměňovat, pokud budou používány podle instrukcí výrobce.

Zkouškám bylo podrobeno 2050 transistorů desíti různých výrobců, které byly namátkově vzaty z výrobních pásů. Po 18 000 hodinách plného zatížení nebyly u zkoušených transistorů zjištěny žádné nedostatky. Uvedená zkoušební doba odpovídá maximálnímu provoznímu zatížení běžných elektronek osm hodin denně po dobu šesti let. Pouze 0,5 % zkoušených transistorů po 1000 hodinách plného zatížení nedávalo špičkové hodnoty. Všechny ostatní nevykazovaly známky opotřebení po ukončení zkoušek a mohly být použity pro normální funkce v přenosných přijímačích.

Trvanlivost transistorů byla prokázána dalšími zkouškami. Otřesuvzdornost byla zkoušena velmi drasticky vystřelením transistorů z minometu. 60 až 75 % transistorů bylo schopno i pak pracovat za plného zatížení. Připravuje se ještě těžší zkouška - vystřelení z protiletadlového děla. Jiné zkoušky prokázaly, že germaniové transistory mohou pracovat za teplot až  $100^{\circ}\text{C}$  a odolávají značným dávkám záření.

Přehled základních vlastností některých transistorů.

- 1) měřeno na vzorcích
- 2) při  $f = 455 \text{ kHz}$

	PI1Ж	П1И	П12А	П12В	П13А	П13Б	П13В	OCT70	OCT71	2N43	CK762
Výrobce											
Typ											
Přípustné $N_k$ (při teplotě okolí)	50 mW (20 °C) 30 mW (30 °C)	250 mW (20 °C) 120 mW (45 °C)									
Dosažitelný výkonový zisk		> 17 dB	> 17 dB	> 17 dB	> 20 dB	> 20 dB	> 25 dB	> 33 dB	> 37 dB	40 dB	32 dB <sup>a)</sup>
Mezní kmito- čet $f_{ab}$	1 MHz	1,6 MHz								1 MHz	20 MHz
Doporučený pracovní bod		$U_k = -25 V$ $I_k = -5 mA$	$U_k = -25 V$ $I_k = -10 mA$	$U_k = -25 V$ $I_k = -10 mA$	$U_k = -25 V$ $I_k = -130 mA$			$U_k = -2 V$ $I_e = 0,5 mA$	$U_k = -2 V$ $I_e = 3 mA$	$U_k = -5 V$ $I_e = 1 mA$	
Hodnoty udávané výrobcem	$\alpha_b > 0,95$ $r_b < 1500$ $r_k > 0,5 M\Omega$			$\alpha_e' > 2$ $r_{pi} = 10 V$ $I_k = -150 mA$	$> 2$ $10 V$ $-250 mA$		$> 2$ $10 V$ $-450 mA$	$r_e = 60 \Omega$ $r_b = 600 \Omega$ $r_m = 1,45 M\Omega$ $r_k = 1,5 M\Omega$	$6 \Omega$ $600 \Omega$ $500 k\Omega$ $490 k\Omega$	$\alpha_b = 0,98$	
Míra šumu									15 dB	22 dB	
Kapacita Kolektoru $C_k$		< 35 pF									40 pF
											14 pF
											$\approx 300 \text{ pF}^1)$